

ŘADA B  
PRO KONSTRUKTÉRY  
ČASOPIS  
PRO ELEKTRONIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXVIII/1979 ČÍSLO 4

## V TOMTO SEŠITĚ

VI. sjezd Svazarmu	121
<b>ZAPOJENÍ S IO</b>	
<b>Napájecí zdroje</b>	
Nastavitelný stabilizovaný laboratorní napájecí zdroj	122
Tyristorový zdroj pro koncové nf zesilovače	123
Napájecí zdroj pro minipočítač	124
<b>Nf technika</b>	
Předzesilovač pro magnetickou přenosku	125
Zesilovač s velkým vstupním odporem	127
Kompresor dynamiky a předzesilovač	127
Předzesilovač ovládaný pouze senzory	129
Elektronická regulace hlasitosti	132
Elektronické potenciometry řízené senzory	132
Koncový zesilovač 20 W s ochranou proti zkratu	134
Nf aktivní filtry s operačními zesilovači	135
<b>Přijímací technika</b>	
Vícerozsaňový přijímač s TCA440	137
Středovlnný přijímač laděný varikaply	137
KV přijímač s dvojitým směšováním	138
Vstupní díl VKV s TDA1062	138
Mf zesilovač FM s pomocnými obvody	140
<b>Různé aplikované elektroniky</b>	
Astabilní multivibrátor se střídou 1:1	142
Omezovač pro časovou základnu	142
Proudově řízený oscilátor	142
Měníče napětí s obvody TTL	143
Termostat pro akvarium	145
Startér zapalovacích svíček	146
Osvětlení modelové železnice	146
Světelné varhany	147
Převodník BCD/7 segmentů	149
<b>Konstrukční část</b>	
Stereofonní přijímač VKV s automatickým laděním - KIT 78	149

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolik, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminec, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klabal, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353.

Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 11. 7. 1979

© Vydavatelství NAŠE VOJSKO, Praha

# VI. SJEZD SVAZARMU

V minulých číslech jsme si uvedli výňatky z projevu vedoucího delegace ÚV KSČ, vlády ČSSR a ÚV Národní fronty, člena předsednictva ÚV KSČ soudruha Jozefa Lenárta, z nichž jednoznačně vyplynuly jak ocenění dosavadní práce Svazarmu, tak i úkoly, které před naší organizací stává usnesení XV. sjezdu KSČ a další usnesení předsednictva strany a vlády naší socialistické republiky.

Úkoly, které má naše branná organizace plnit, se bezesbýtku promítly do závěrečného usnesení sjezdu, které dává přesný program další činnosti Svazarmu a konkretizuje některé nastíněné úkoly; naši odboraosti se týká především ta část rezoluce VI. sjezdu, která je nazvána „Uspokojování zájmů veřejnosti a zejména mládeže rozvíjet v souladu se zájmy budování a obrany země“, kterou pro její závažnost otiskujeme v plném znění.

## Uspokojování zájmů veřejnosti a zejména mládeže rozvíjet v souladu se zájmy budování a obrany země

Zájmové činnosti Svazarmu plně rozvíjet v souladu s hlavními úkoly a brannou společenskou funkcí Svazarmu. Rozvoj činnosti uskutečňovat vyváženě, plánovitě a s nutnou cílevědomostí. V naplňování úkolů zájmových činností v branné výchově, v polytechnické výchově a i v podílu Svazarmu na kulturně společenském životě občanů a mládeže s potřebnou konkrétností řešit potřebu masovosti rozvoje, vysoké kvality, efektivnosti, jednoty politické a odborné činnosti a cílevědomé podpory ČSLA a budovatelských úkolů. V roce 1979 dokončit zpracování koncepce motoristické životě občanů a mládeže v zájmové branné činnosti s větší promyšleností rozvíjet výcvikovou polytechnickou a technickou i branně sportovní činnost. Ve všech oborech činnosti dbát o zdraví sportovců a dalších účastníků.

Prvořadý je masový rozvoj základních forem zájmové branné činnosti.

Naplňovat úlohu zájmových svazarmovských činností vyžaduje zvýšit pozornost jejich masovému rozvoji. K tomu bude nezbytné rozvíjet především v základních organizacích zájmové branné činnosti v širším komplexu jejich obsahu než dosud, včas reagovat na potřeby rozvíjející se společnosti. Rozvíjet a podchycovat je třeba především branně sportovní a branně technické zájmy, zejména mládeže.

K dosažení širšího masovějšího rozvoje odborných činností je nutné poskytovat základním organizacím účinnější pomoc radami odborností mimo jiné. Na všech stupních je třeba zvýšit aktivitu ve zpracování nezbytných metodických materiálů a k účinnější odborné metodické pomoci základním organizacím a jejich klubů. Potřebám masového rozvoje zájmové branné činnosti musí odpovídat systém soutěží, výstav, přehlídek technických prací i technické osvětové činnosti Svazarmu. Úkoly zájmové branné činnosti si vyžadují rozvinout cílevědomou kadrovou práci na tomto úseku, zvýšit péči o vyhledávání a přípravu dalších nových, branně výchovných pracovníků. Orgány Svazarmu všech stupňů

musí klást na trenéry, cvičitele a rozhodčí vysoké nároky a současně také vytvářet pro jejich práci odpovídající podmínky. Úkolem odborností ÚV Svazarmu je zlepšit vydávání studijních materiálů odpovídajících požadavkům jednotné branné sportovní kvalifikace kádrů.

Masové rozvíjení zájmové branné činnosti bude do značné míry i nadále záviset od cílevědomé a věcné spolupráce Svazarmu a většího společenského úsilí na všech stupních se státními, hospodářskými a společenskými orgány a organizacemi. Zkvalitňování této spolupráce je třeba věnovat stále větší pozornost.

Všechny základní organizace Svazarmu musí usilovat o to, aby všechny zájmové činnosti zvýšily pozornost úkolům masové základní branné přípravy. Metodickými útvary rozvoje základní branné přípravy se musí stát kluby masových branných sportů základních organizací Svazarmu a odborné rady masových branných sportů při územních orgánech Svazarmu všech stupňů. Úkolem rad masových branných sportů je spolu s ostatními radami rozpracovat metodiku základní branné přípravy s orientací na využití komplexu disciplin odznaku zdatnosti, branné turistiky, Dukelského závodu branné zdatnosti a Sokolovského závodu branné zdatnosti a technického minima odborných činností.

Masový rozvoj zájmové branné činnosti bude třeba zabezpečovat především v masových branných sportech, modelářství, radioamatérství, střelectví, mototuristice, branném vodáctví a základní parašutistické činnosti mládeže.

Náročným vysoce politickým úkolem je zabezpečit vysokou kvalitu přípravy a masového vystoupení mládeže ve skladbě Svazarmu na Československé spartakiádě 1980. V rámci spartakiády rozvinout široce branně sportovní a branně turistickou činnost.

Vysoké nároky vystupují před všemi druhy svazarmovských sportů. Vysoký zájem veřejnosti o tuto činnost Svazarmu si vyžaduje dbát trvale o jeho správnou obsahovost, o naplňování všech jeho funkcí v jednotě s hlavním posláním Svazarmu.

Výkonnostní oblast branné sportovní činnosti bude rozvíjena účelně ve prospěch masového rozvoje a výběru mladých talentů. To vyžaduje umožňovat zapojování co nejširší veřejnosti a zejména mládeže do branné sportovní činnosti s požadavkem pravidelnosti přípravy a růstu její kvality a zabraňovat tendencím samovolných soutěží často jen pro úzký okruh sportovců, sledujících jen omezené místní zájmy. Podporovat je třeba soutěže, které umožňují široké zapojování mládeže, objevování talentů a jejich získávání pro další výkonnostní činnost.

## Podíl na socialistické výchově mládeže je jedním z nejvýznamnějších úkolů Svazarmu

Velmi důležitým úkolem Svazarmu je věnovat soustavnou pozornost socialistické vý-

chov mladé generace a podílet se na vytváření podmínek pro zdravý rozvoj jejich zájmů a aktivní uplatnění se v naší společnosti. Cílem výchovné práce i pro Svazarm je formovat mládež v socialistickou generaci dnešní doby, pro níž socialismus se stal smyslem a symbolem jejího života, pro níž je i obrana socialistické vlasti cit a uvědomělou občanskou povinností. Svazarm ve spolupráci se všemi složkami společnosti, zejména se Socialistickým svazem mládeže, Československým svazem tělesné výchovy a se školami se bude zasazovat v souladu s požadavky jednotného působení mezi mladou generací o to, aby mládež, se kterou pracuje, byla morálně, politicky i prakticky připravena účinně se podílet na výstavbě a zabezpečování obrany naší socialistické vlasti.

Sjezd pokládá za nutné zdůraznit, aby byly všemi orgány a organizacemi Svazarmu vytvářeny předpoklady pro širší využívání různých a pro mládež přitažlivých činností. Je nezbytné, aby Svazarm všemi svými odbor-

nostmi přispíval k naplňování širokého okruhu zájmů mládeže, aby rozvíjel formy polytechnické výchovy a vychovával mládež ke vztahu k technice. I nadále bude důležité využívat vhodných přitažlivých forem v odborné činnosti, které umožňují zvyšovat technickou připravenost a fyzickou zdatnost mládeže. Široké možnosti soustavného výchovného působení na kolektivy mládeže, organizované v žákovských a dorosteneckých družstvech Svazarmu poskytuje branné sportovní činnost. Při rozvíjení branné sportovní činnosti mládeže je nezbytné ve všech odborných činnostech úměrně k věku mládeže přizpůsobit metodiku tréninkového procesu a dbát na rozvíjení základní branné činnosti ve vyváženém vztahu ke speciální odborné přípravě. Trvalou pozornost musí organizace a orgány Svazarmu věnovat propagaci branné činnosti a jejímu rozvíjení na pokrokových tradicích Československé lidové armády a lidu, na tradicích dělnického a komunistického hnutí.

Na půdě organizace Svazarmu k záměrům rozvíjení zájmů mládeže v odborných činnos-

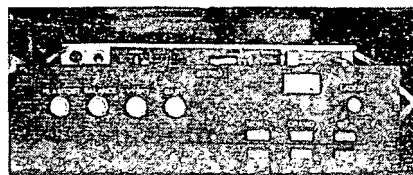
tech v souladu s cíli jednotného výchovného působení na mladou generaci budou organizovány Pionýrské oddíly.

Jednotný systém branné výchovy ukládá zintenzivnit podíl Svazarmu při uskutečňování branné výchovy mládeže, především školní mládeže. V branné výchově školní mládeže bude těžiště podílu a pozornosti Svazarmu spočívat i nadále v podpoře Socialistického svazu mládeže a jeho Pionýrské organizace a při jimi rozvíjené branné výchově, při branných hrách a soutěžích, pořádaných na školách, při zabezpečování branných činností v letních táborech a dalších akcích branného charakteru.

Velikou pozornost je třeba věnovat práci s mládeží mimo školu, v sídlištích a na vesnicích. Zvýšené úsilí věnovat i práci s dělnickou mládeží. Základem branné činnosti s mládeží zde musí být jednoduché, přitažlivé, nenáročné branné hry a soutěže organizované tak, aby se jich mohla zúčastnit veškerá mládež a aby vzbudily trvalý zájem o brannou výchovu.

# ZAPOJENÍ S IO

Allan Matuška



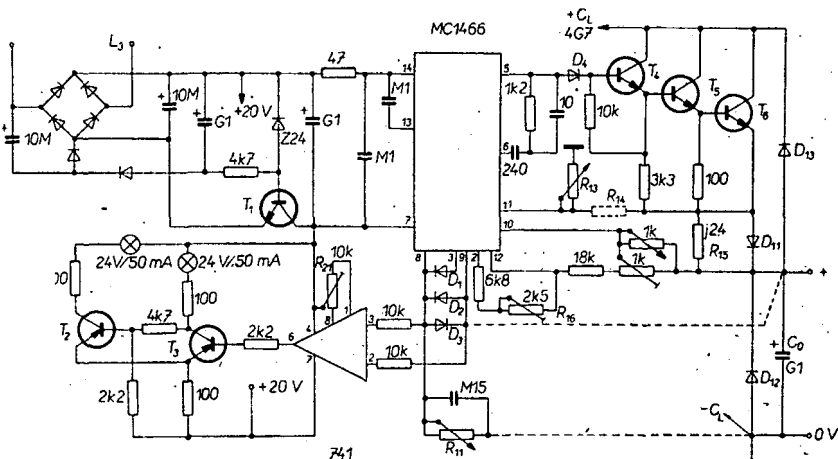
Integrované obvody nacházejí stále častější uplatnění i v amatérských konstrukcích. I když výběr integrovaných obvodů v ČSSR je značně omezený, je možno nejen s nimi, ale i s obvody výroby NDR, PLR, SSSR a MLR konstruovat velmi zajímavá a neobvyklá zařízení. V tomto čísle AR pro konstruktéry jsou popsána zařízení a obvody, v nichž je využito IO. Zapojení jsou převzata ze zahraniční literatury, neboť ne každý má k takové literatuře snadný přístup. U některých zapojení je uvedeno, pro snazší pochopení, proč byl použit integrovaný obvod, i důkladnější rozbor. V konstrukční části je popis přijímače VKV KIT 78.

## Napájecí zdroje

### Nastavitelný stabilizátor laboratorního napájecí zdroj

V zapojení podle obr. 1 jednoduchou výměnou dvou odporů můžeme měnit výstupní napětí a proud od nuly. Ochrana proti přetížení je typu „fold back“.

Napájecí zdroj, který má pracovat od nuly, potřebuje pomocné napětí. V daném zapojení je toto napětí 21 až 30 V (proud 12 mA). Pomocné napětí nesmí být uzemněno; musí být vždy o 7,25 V menší než nastavené výstupní napětí. Pomocné napětí je získáno ze zvláštního vinutí transformátoru, usměrněno můstkovým usměrňovačem a stabilizováno. Napětí pro Zenerovu diodu je získáno ze zdvojeňovače. Operační zesilovač 741 a indikační žárovky jsou napájeny rovněž z tohoto pomocného zdroje. Na obr. 2 je síťový transformátor s hlavním usměrňovačem a nabíjecím kondenzátorem. Jako sériový proměnný odpor jsou zapojeny tři tranzistory n-p-n v Darlingtonově zapojení. Odpory mezi bázemi a emitory zkracují dobu náběhu zdroje.



Obr. 1. Zapojení laboratorního napájecího zdroje (čárkovaná chybová vedení musí být připojena přímo na výstupní svorky)

Použitý IO MC1466 má vnitřní stabilizátor 18,5 V, nastavitelný zdroj konstantního proudu (0,8 až 1,2 mA), regulační zesilovač výstupního napětí a proud, hradlo OR a koncový stupeň.

Výstupní proud zdroje konstantního proudu, který se nastavuje odporem  $R_{16}$  (0,8 až 1,2 mA), teče z vývodu 3 IO přes potenciometr  $R_{11}$ , kterým se nastavuje výstupní napětí. Regulační zesilovač výstupního napětí srovná napětí na potenciometru (vývod 8) s napětím svorkovým (vývod 9) a řídí přes hradlo OR koncový stupeň. Vztahnou veličinou pro omezení proudu je úbytek napětí na odporu  $R_{17}$  (vývod 10). Zvětší-li se úbytek napětí na měrném odporu  $R_{15}$  (vývod 11) nad požadovanou mez, je regulován proud hradlem OR a výstupní napětí se zmenší. Pro správnou funkci musí být úbytek napětí na odporu  $R_{15}$  0,25 V při maximálním proudu. Dioda  $D_{11}$  zapojená paralelně k  $R_{15}$  chrání obvod před zničením při vadném koncovém tranzistoru.

Koncový stupeň může z vývodu 5 odebrat proud až 1,5 mA. Aby byly zachovány dobré vlastnosti IO, je tento proud zvolen 0,5 mA. Člen RC (240 pF; 1,2 kΩ; 10 pF) ovlivňuje

amplitudu a fázi regulační smyčky. Kondenzátor 10 pF může odpadnout, použijeme-li koncový tranzistor s mezním kmitočtem vyšším než 0,5 MHz.

Při přetížení se výstupní napětí (vývod 9) zmenšuje pod velikost nastavenou potenciometrem  $R_{11}$  (vývod 8). Operační zesilovač zaregistruje tento rozdíl a z jeho výstupu se řídí indikační zesilovač. Chybové vedení (na obr. 1 čárkované) kompenzuje úbytek napětí na vodičích přístroje.

### Ochranné obvody

Integrovaný obvod může být chráněn proti nežádoucím provozním chybám zapojení a proti chybám při stavbě přístroje diodami. Diody  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$  chrání obvod proti zkratu, „napájení“ z vnějšího zdroje a proti rušení ze sítě. Ochranu proti síťovému rušení můžeme zlepšit zapojením Zenerovy diody mezi vývod 9a 7 ( $U_Z = 8$  V). Kondenzátor paralelně k odporu  $R_{11}$  zmenšuje rovněž vliv sítě. Pak je ovšem nutné zapojit vždy diodu  $D_1$  jako ochranu IO. Dioda  $D_{11}$  zapojená paralelně k  $R_{15}$  chrání IO při vadném koncovém

tranzistoru; nesmí se však použít při ochraně typu „foldback“. Diody  $D_{12}$  a  $D_{13}$  chrání přístroj při odpojení od indukční zátěže a proti napětí přivedenému z jiného napájecího zdroje. Pro proud 1 A mohou být použity diody 1N4001 (KY132/80).

Indikační zesilovač je zapojen jako Schmittův klopný obvod, který je řízen operačním zesilovačem 741, napájeným napětím asi 20 V. V obvodu lze použít jak germaniové, tak i křemíkové tranzistory p-n-p. Kolektorové odpory ( $100 \Omega$ ) omezují počáteční proud indikačních žárovek. Při použití svítivých diod musíme odpory zvětšit na 2,2 k $\Omega$ . Potenciometrem  $R_{21}$  v obvodu operačního zesilovače nastavíme bod sepnutí indikačního zesilovače: při nezatíženém zdroji otočíme rychle běžcem potenciometru  $R_{11}$  do levé krajní polohy. Přitom se krátce rozsvítí žárovka indikace regulace napětí. Potenciometr  $R_{21}$  nastavíme při provozu naprázdno tak, aby se tato žárovka právě rozsvítila.

#### Návrh transformátoru

Při návrhu transformátoru je problematické počítat jen s danými vstupními údaji a pak transformátor ihned navinout. Takový přístup může způsobit mnohé problémy. Proud transformátorem není – díky impulsnímu charakteru činnosti usměrňovačů s diodami a s filtračním kondenzátorem – čistě sinusový. Proto je třeba u transformátoru počítat s většími ztrátami, než jaké by odpovídaly odebranému ss. proudu. Při použití můstkového usměrňovače musí být transformátor navržen pro proud

$$I_{Tr} = 1,5 I_s.$$

Napětí na nabíjecím kondenzátoru bude v ideálním případě rovné špičkovému střídavému napětí. Vlivem úbytku  $U_D$  na diodách může však být dosaženo jen napětí

$$U_C = \sqrt{2} U_{Tr} - 2 U_D.$$

Při zatížení se  $U_C$  zmenšuje o 3 až 8 V vlivem úbytku na činném odporu vinutí transformátoru.

Napětí na kondenzátoru se krátkodobě mění dobíjením přes diody. Toto tzv. napětí brumu (špička-špička, mezivrcholové) je

$$U_{BR} = \frac{I_s}{2\pi f C_L}.$$

Při spojení výkonových tranzistorů do Darlingtonova zapojení je úbytek napětí 0,7 V na jeden tranzistor. Použití komplementární tranzistorů vzhledem k velkému posuvu fáze a možnosti zakmitávání je pro napájecí zdroje nevhodné. Kromě toho větší úbytek napětí nemá žádný podstatný vliv na zapojení. Pro  $U_s = 25$  V;  $I_s = 1$  A,  $C_L = 4700 \mu F$  a tři tranzistory v Darlingtonově zapojení můžeme spočítat

$$\Delta U_T = 3 \cdot 0,7 = 2,1 \text{ V},$$

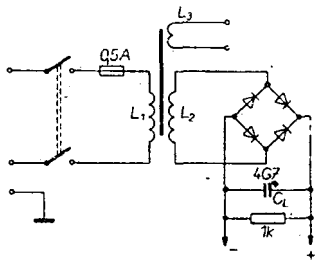
$$U_{BR} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}} = 2,2 \text{ V}.$$

Úbytek napětí  $\Delta U$  na transformátoru je tedy asi 5 V. Při daném zatěžovacím proudu je napětí na nabíjecím kondenzátoru

$$U_{C0} = U_s + U_T + \frac{U_{BR}}{2} + \Delta U = 25 + 2,1 + 1,1 + 5 = 33,3 \text{ V}.$$

Napětí na transformátoru:

$$U_{Tr} = \frac{U_{C0} + 2 U_D}{\sqrt{2}} = \frac{33,3 + 2}{\sqrt{2}} = 25 \text{ V}.$$



Obr. 2. Usměrňovač pro zdroj z obr. 1

Bez zatížení se toto napětí zvětší asi na 35 V. Transformátor musí být dimenzován pro proud

$$I_{Tr} = 1,5 I_s = 1,5 \times 1 = 1,5 \text{ A}.$$

Při proudové hustotě 3 A/mm<sup>2</sup> je pro sekundární vinutí zapotřebí drát o  $\varnothing$  0,8 mm. Pomocné vinutí: 25 V/0,1 A. Výkon transformátoru

$$P_{Tr} = 25 \cdot 1,5 = 37,5 \text{ VA}.$$

S pomocným vinutím je  $P_{Tr} \approx 40 \text{ VA}$ .

#### Chlazení výkonových tranzistorů

Největší ztrátový výkon vzniká při zkratu, který je určen maximálním odebraným proudem.

$$P_{max} = (U_s + \Delta U_T) I_s = (25 + 2,1) \cdot 1 = 27,1 \text{ W}.$$

Pro teplotu přechodu 160 °C a teplotu okolí 30 °C je rozdíl teplot  $\Delta T = 130$  °C

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{130}{27,1} = 4,8 \text{ °C/W}.$$

Pouzdro TO-3 má teplotní odpor 1,5 °C/W. Chladič musí mít tedy odpor 3,3 °C/W. Tento odpor má hliníkový čtvercový černěný plech o straně 14 cm, tloušťky 2 mm, umístěný vertikálně s volným přístupem vzduchu.

#### Návrh obvodu pro různé zatížení

V uvedeném zapojení můžeme změnou odporů nastavit jiné napětí i proud. Požadované výstupní napětí je určeno úbytkem napětí na odporu  $R_{11}$ . Potenciometrem  $R_{11}$  teče proud 0,8 až 1,2 mA, který lze nastavit odporem  $R_{16}$ . Pro výstupní napětí 25 V je potřebný potenciometr 22 k $\Omega$ . Maximální proud do zátěže lze nastavit odporem  $R_{17} = 1$  k $\Omega$  a to tak, aby na odporu  $R_{15}$  byl úbytek napětí 0,25 V:

$$R_{15} = \frac{0,25}{I_{max}}.$$

Menší proudy lze nastavit potenciometrem  $R_{12} = 1$  k $\Omega$ . Kondenzátor  $C_0$  má kapacitu 100  $\mu F$ .

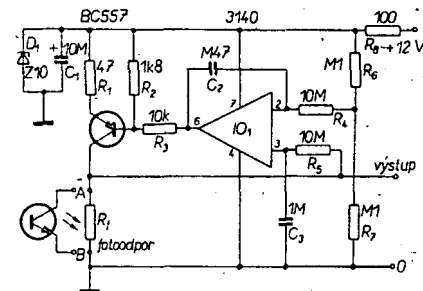
Výkonový tranzistor  $T_6$  má v daném případě výkonovou ztrátu 27 W. Použijeme-li 2N3055 (KD607) s  $\beta = 40$ , pak tranzistor  $T_5$  má  $\beta$ krát menší výkonovou ztrátu, tj. asi 0,75 W. Pro  $T_5$  je vhodný tranzistor KF508 s malým chladičem. Při menším  $\beta$  tranzistoru  $T_6$  je větší i výkonová ztráta tranzistoru  $T_5$ . Na místě  $T_4$  je možno použít KC507. Diody  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{13}$  musí být dimenzovány na stejný proud jako diody usměrňovače. Při omezení typu „fold back“ nezapojíme diodu  $D_{11}$ . Potenciometry  $R_{11}$  a  $R_{13}$  je tandemový. Odpor  $R_{14}$  určuje zkratový proud. Voltmetr zapojíme přímo na výstupní svorky. Ampérmetr

můžeme dát do série s kolektorem  $T_6$ , a nebo ho zapojit jako voltmetr paralelně k  $R_{15}$ . Funkschau č. 15/77

#### Fototranzistor jako zdroj konstantního proudu

V obvodech, v nichž se k regulaci využívá fotoodporu, fotodiody, nebo fototranzistoru, může nastat stav, kdy tyto prvky pracují mimo požadované pracovní podmínky (např. při denním světle). Ideálním řešením v takovém případě je použít zdroj konstantního proudu, který se automaticky nastavuje na střední hodnotu osvětlení a současně má co největší výstupní napětí.

Světlocitlivý prvek je připojen mezi body A a B. Proud tekoucí zdrojem konstantního proudu  $T_1$  je nastaven tak, aby úbytek napětí mezi body A a B byl 5 V. Zdroj proudu nereaguje na rychlé změny osvětlení ( $f = 2$  Hz). Všechny pomalejší změny způsobují posuv výstupního napětí operačního zesilovače a tím zvětšení nebo zmenšení proudu tranzistorem  $T_1$ , takže úbytek napětí na světlocitlivém prvku zůstává konstantní. V zapojení jsou použity dva články RC ( $C_1 R_5$  a  $C_2 R_4$ ), kterými lze nastavit vliv změny osvětlení.



Obr. 3. Fototranzistor jako zdroj konstantního proudu

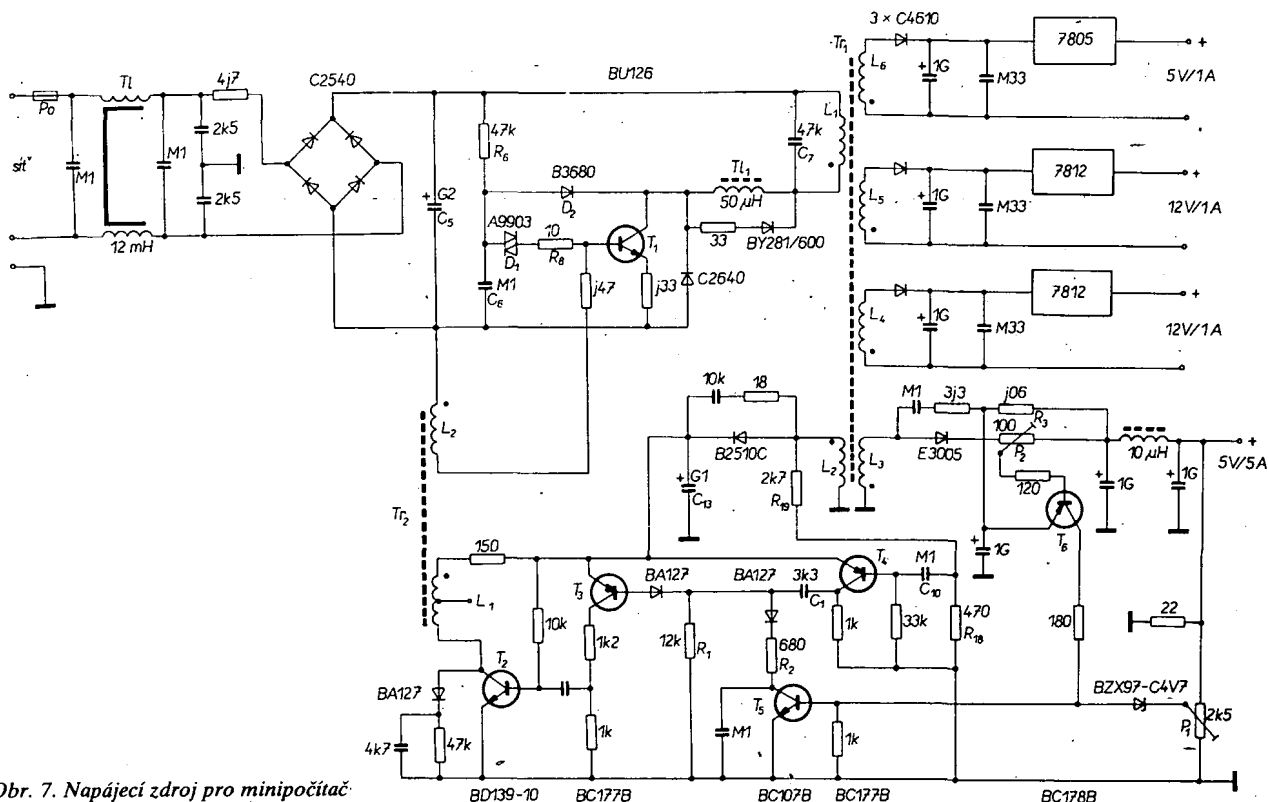
Impedance světlocitlivého prvku se v zapojení na obr. 3 pohybuje mezi 300  $\Omega$  až nekonečným odporem. Celkový odebraný proud je závislý na proudu tranzistorem  $T_1$ . IO1 potřebuje ze zdroje proud 1 až 2 mA, Zenerovu diodu teče proud 20 mA. S daným zapojením lze realizovat např. ořádkoměr, který reaguje na změny osvětlení. Elektor. č. 79-80/77

#### Tyristorový zdroj pro koncové nf zesilovače

Je-li nf koncový stupeň napájen ze stabilizovaného zdroje, může odevzdat podstatně větší hudební výkon, než když je napájen z nestabilizovaného zdroje. Použití stabilizátoru se sériovým tranzistorem není výhodné, protože vznikají problémy s rozptýlením tepla vzniklého ztrátovým výkonem. Tento nedostatek lze odstranit použitím tyristoru (obr. 4). Tyristor pracuje ve spínacím režimu, tzn. střídavě vede nebo nevede. Proto je i celkový jeho ztrátový výkon malý.

Diody  $D_1$  a  $D_2$  usměrňují sekundární napětí. Za nimi je impulsní střídavé napětí 100 Hz (obr. 5). Je-li toto napětí poněkud větší než napětí na  $C_1$ ,  $C_2$  ( $t_1$ ), otevře se tranzistor  $T_1$ . Tranzistor  $T_2$  se uzavře a přes  $R_3$  se nabije kondenzátor  $C_3$ . Dosáhne-li





Obr. 7. Napájecí zdroj pro minipočítač

TESLA Rožnov, BD139-10 KU612, BC177, BC178 jsou dováženy z PLR a BC107 lze nahradit tranzistorem KC507. Diody C4610, B2510C a C2640 je možno nahradit KY198; E3005 KY193; B3680 KY132/1250; A9903 KR206.

Transformátor  $Tr_1$  je navinut na jádře E42  $\times$  20  $\times$  21 (hmota H20) se vzduchovou mezerou 1 mm (na středním sloupku) nebo 0,5 mm (na všech sloupcích). Kostra je rozdělena na dvě komůrky:

- 1 -  $L_1 = 52$  z lanka o  $\varnothing 40 \times 0,1$  mm CuL,  
 $L_2 = 5$  z drátu o  $\varnothing 0,5$  mm;
- 2 -  $L_3 = 2,5$  z lanka  $2 \times 100 \times 0,1$  mm CuL,  
 $L_4 = 5,5$  z drátu o  $\varnothing 60 \times 0,1$  mm,  
 $L_5 = 5,5$  z drátu o  $\varnothing 60 \times 0,1$  mm,  
 $L_6 = 3$  z drátu o  $\varnothing 60 \times 0,1$  mm.

Transformátor  $Tr_2$  je na jádře E25  $\times$  7,5  $\times$  17 (H20). Primární vinutí má 130 z drátu o  $\varnothing 0,2$  mm CuL, dvě vrstvy makrolonové izolace 0,06 mm, sekundární vinutí má 30 závitů drátu  $2 \times 0,4$  mm CuL, dvě vrstvy izolace, 130 z drátu o  $\varnothing 0,2$  mm CuL (druhá polovina primáru), pět vrstev izolace.

TLumivka  $TL_1$  je na jádře E20 ( $A_L = 100$  nH) a má 20 závitů drátu o  $\varnothing 60 \times 0,1$  mm CuL.

Siemens Schaltbeispiele 1977/78

## Nízkofrekvenční technika

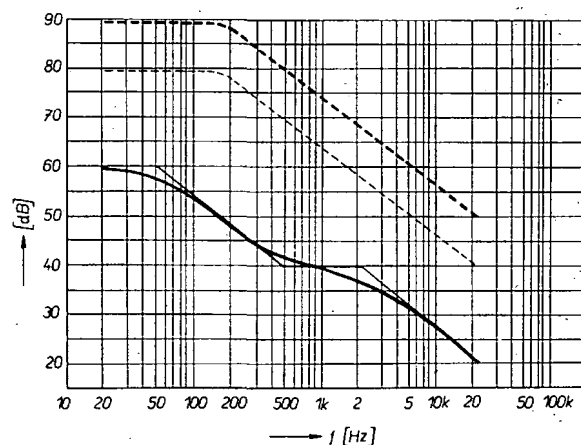
### Předzesilovač pro magnetickou přenosku

Je všeobecně známo, že gramofonové desky jsou nahrávány podle křivky R. I. A. A. Proto předzesilovač zapojený na výstup magnetické přenosky musí být korigován opačně než při nahrávání, aby bylo dosaženo lineárního průběhu kmitočtové charakteristiky. Rychlost  $r$  rýchlí hrotu podle normy při 1 kHz a 0 dB je 22 mm/s. Citlivost magnetické přenosky se pohybuje mezi 0,5 až 2,5  $\frac{mV}{s}$ , takže úrovně 0 dB při přehrávání je dosaženo při 1 až 5 mV. Aby i s méně citlivou přenoskou bylo výstupní napětí předzesilovače při 0 dB 100 mV, musí mít před-

zesilovač zesílení 100, tj. zisk 40 dB. Kmitočtový průběh zesílení musí ovšem odpovídat charakteristice R. I. A. A. podle obr. 8. Z této charakteristiky vyplývá, že zisk na kmitočtu 20 Hz musí být 60 dB, tj. zesílení 1000.

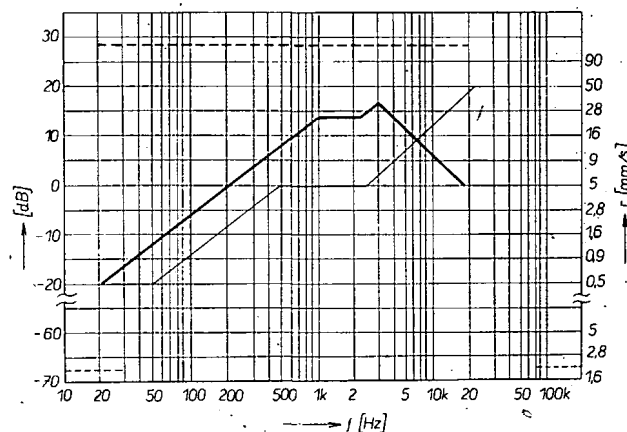
Obr. 8. Křivka R.I.A.A. a požadované zesílení.

- minimální nutné zesílení bez zpětné vazby.
- křivka R.I.A.A.
- zesílení  $\mu A739$  bez zpětné vazby
- požadované zesílení podle křivky R.I.A.A.



Obr. 9. Křivka R.I.A.A. a výstupní napětí z magnetické přenosky s citlivostí 2,5 mV.s/cm

- křivka R.I.A.A., 0 dB odpovídá 22 mm/s při 1 kHz
- širokopásmový šum předzesilovače
- max. výstupní napětí mg. přenosky s citlivostí 2,5 mV.s/cm
- max. vstupní napětí předzesilovače ( $\mu A739$  asi 80 mV)



Je-li minimální zpětnovazební činitel 20 dB, pak požadované maximální zesílení

B/4 79 **Amatérské ADIO**

Integrovaný obvod má při patřičné kmitočtové kompenzaci průběh zesílení podle tlusté čárkované křivky na obr. 8, takže v celém kmitočtovém pásmu je rezerva v zesílení 10 dB, která dovolí -kompenzovat rozptýl parametrů i IO.

Jak již bylo řečeno, současné magnetické přenosky mají výstupní napětí při 1 kHz (0 dB) asi 5 mV. U současných gramofonových desek bývá však výstupní napětí podstatně větší. S ohledem na různá zkreslení dostaneme proto průběh zesílení podle obr. 9 (silně vytažená křivka). Citlivá magnetická přenoska má maximální výstupní napětí asi 30 mV v kmitočtovém pásmu 1 až 5 kHz. Předzesilovač musí tuto úroveň zpracovat a musí mít ještě rezervu. Je-li zesilovač správně navržen, nevzniknou žádné problémy při provozu s jakoukoli přenoskou a jakoukoli deskou.

Maximální vstupní napětí IO SN76131 je asi 80 mV (tlustá čárkovaná příčka v obr. 9). V témže obrázku je i efektivní šumové napětí (tenká čárkovaná příčka), které je 2  $\mu$ V, což odpovídá odstupu -68 dB. Při méně citlivé magnetické přenosce se tento odstup zmenšuje na 54 dB vzhledem k úrovni 0 dB. Uvedené poměry signál-šum jsou podstatně lepší, než jaké mají současné gramofonové desky, takže daný IO splňuje z tohoto hlediska požadované parametry.

Z obr. 9 vyplývá také potřebný odstup brumového napětí, který hraje podstatnou roli vzhledem ke křivce R.I.A.A. Abychom dosáhli odstupu brumu 60 dB pro středně citlivou magnetickou přenosku, smí být brumové napětí na vstupu maximálně 1  $\mu$ V. I při dobře stíněných přívodech a stíněném zesilovači musí být napájecí napětí velmi dobře filtrováno.

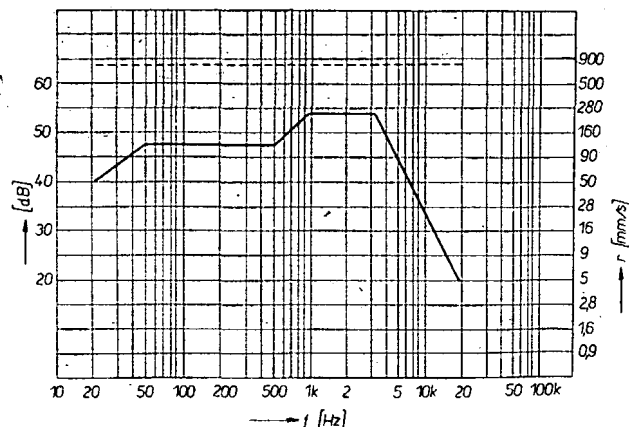
V katalogových údajích SN76131 je uvedena citlivost na brumové napětí 50  $\mu$ V/V, tj. poměr napětí brumu na vstupu v  $\mu$ V k napětí brumu napájecího napětí ve V. Vzhledem k dovolenému brumu 1  $\mu$ V na vstupu smí být brumové napětí napájecího zdroje 20 mV. Toho lze lehce dosáhnout při použití stabilizovaného zdroje, těžko však při použití usměrňovače s filtrem RC.

I když nebude zesilovač přebuzen na vstupu, není ještě nikde zaručeno, že výstupní napětí nebude zkresleno nebo dokonce i omezeno. Při citlivější magnetické přenosce a větších vstupních napětích mohou být na vstupu korekčního zesilovače relativně velká výstupní napětí. Zobrazení-li si závislost charakteristik zesilovače (tlusté vytažená křivka v obr. 8) a maximálního výstupního napětí z magnetické přenosky (tlusté vytažená křivka na obr. 9), dostaneme křivku na obr. 10, z níž je zřejmé, že výstupní napětí může být až 2,5 V. Mez přebuzení je závislá na napájecím napětí a zatěžovacím odporu, při 30 V a 10 k $\Omega$  bude maximální výstupní napětí 7 V (čárkovaná příčka na obr. 10), takže dříve uvedená podmínka přebuditelnosti z hlediska výstupu je splněna dostatečně. Při menším napájecím napětí je nutné splnit podmínku, aby výstupní napětí bylo bez ztlačení zkreslení 3 V; to je splněno při napájecím napětí 18 V a 5 k $\Omega$ ; při 14 V a 10 k $\Omega$  nebo při 12 V a 50 k $\Omega$ .

Kromě SN76131 je možné použít i  $\mu$ A739 (bude vyráběn v MLR) a LM1330, který však uvedený odstup šumu, zesílení a přebuditelnost nezaručuje. Rozmístění vývodů SN76131 a  $\mu$ A739 je na obr. 11. Zapojení korekčního zesilovače magnetické přenosky pro oba kanály je na obr. 12. Základní kmitočtový průběh zesílení bez zpětné vazby podle obr. 8 je nastaven členy  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $R_3$  a  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $R_{11}$ . Korekce podle křivky R.I.A.A. jsou nastaveny členy  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ ,

Obr. 10. Maximální výstupní napětí z magnetické přenosky a z IO  $\mu$ A739

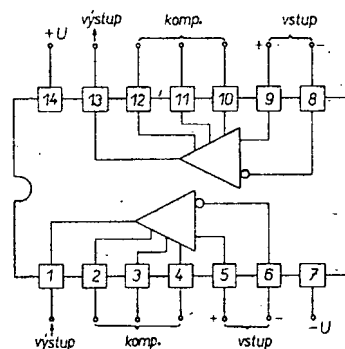
--- max. výstupní napětí ( $\mu$ A739) ( $U_B = 30$  V,  $\uparrow$ )  
— max. výstupní napětí mg přenosky (citlivost 2,5 mV.s/cm)



$C_2$  a  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ ,  $C_{15}$ ,  $C_{13}$ . Odpor  $R_5$  a  $R_{10}$  se nastavuje „pracovní bod“. Tolerance součástek by měla být 5 %, aby odchylka od křivky R.I.A.A. byla 1 dB. Kapacita vstupního kondenzátoru by neměla být větší, aby nevznikaly nežádoucí zvukové efekty (např. při sepnutí) nebo nestabilita. Při kapacitě 0,47  $\mu$ F je pokles na kmitočtu 20 Hz asi 1 dB.

Vlastnosti zesilovače s obvodem SN76131 jsou v tabulce.

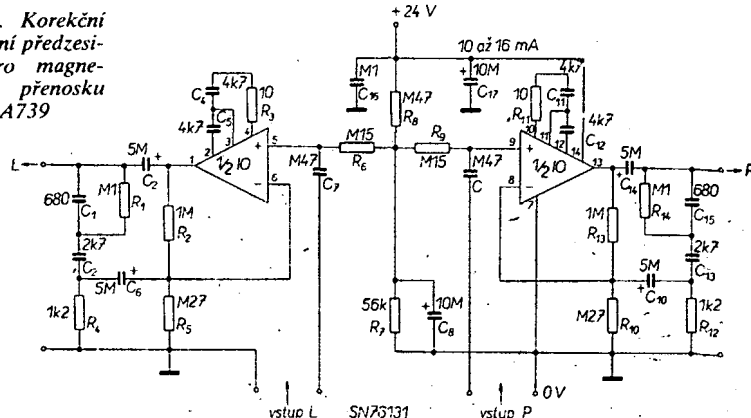
Napěťové zesílení při 1 kHz:	40 dB.
Odchylka od křivky R.I.A.A.:	1 dB.
Maximální vstupní napětí:	80 mV.
Maximální výstupní napětí:	7 V.
Vstupní šumové napětí:	2 $\mu$ V.
Poměr signál-šum:	55 dB.
Oddělení kanálů při 1 kHz:	80 dB.
Činitel zkreslení:	0,1 %.



Obr. 11. Rozložení vývodů a vnitřní schéma IO  $\mu$ A739

Pro ty, kteří mají na korekční zesilovač extrémní požadavky, je určen TDA1034, který byl vyvinut speciálně pro nf techniku. Tento obvod má velmi malé šumové napětí, zesílení bez zpětné vazby 100 dB a „šířku

Obr. 12. Korekční stereofonní předzesilovač pro magnetickou přenosku s  $\mu$ A739



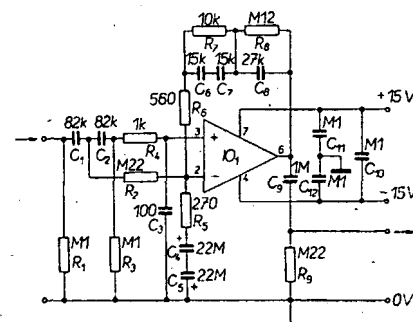
pásmu“ 100 MHz. Vnitřní kompenzace funguje při zesílení větším než 3. Velikost výstupního napětí může být nastavena napájecím napětím.

Zapojení korekčního zesilovače s tímto IO je na obr. 13. Křivka R.I.A.A. je nastavena obvodem  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ . Maximální odchylka od této křivky je 1 dB. Při zapojeném odporu  $R_6$  je kmitočtová charakteristika do 40 kHz lineární, čímž se zlepší i intermodulační zkreslení. Obvod  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  a  $C_2$  tvoří filtr hluku, který má od kmitočtu 25 Hz strmost 25 dB/oktávu. Tímto obvodem se potlačí nežádoucí pazvuky, které vznikají při záznamu a hluk gramofonu.

Zesilovač s TDA1034 má o 6 dB a TDA1034N o 10 dB lepší poměr signál-šum než korekční zesilovač s IO  $\mu$ A739.

Zesílení na 1 kHz je asi 50, zisk 34 dB) a vstupní citlivost pro výstupní napětí 1 V je 2 mV. Když uvažujeme jmenovité výstupní napětí 100 mV, pak přebuditelnost je 40 dB.

Na obr. 14 je zapojení korekčního zesilovače, který je možno zhotovit i s čs. obvodem MAA741. Napětí z magnetické přenosky je přivedeno přes dolní propust, která má zabránit proniknutí vf rušení na neinvertující



Obr. 13. Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s TDA1034

Obr. 14. Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s  $\mu A471$  (MAA741)

vstup IO. Odpor 47 k $\Omega$  určuje požadovanou (podle normy) vstupní impedanci. Invertující vstup je spojen s výstupem přes kmitočtové závislý obvod RC. Stupeň korekce na vyšších kmitočtech je možné nastavit odporovým trimrem R. Kondenzátor 10  $\mu$ F zlepšuje odstup hluku na kmitočtech pod 40 Hz.

### Technické údaje zesilovače

**Kmitočtová charakteristika:** 40 až 15 000 Hz,  
±0,5 dB při 30 Hz – 30 dB.

Vstupní napětí: 300  $\mu$ V.

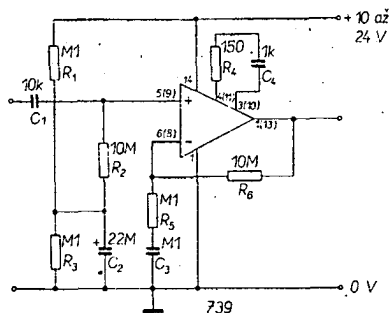
*Rušivé napětí (mezivrcholové) na výstupu:*  
290  $\mu$ V.

Zkreslení při jmenovité úrovni:  $k = 0,05 \%$   
( $f = 40$  až  $10\,000$  Hz).

**Přebuditelnost:** 20 dB (pro  $k = 1\%$ ).

*Napájecí napětí:  $\pm 15$  V.*

*Elektor č. 48, 79/80, Funkschau č. 8/75*



Obr. 15. Zesilovač s velkým vstupním odporem

zatěžovacím odporu  $R_z = 10 \text{ k}\Omega$  je výstupní mezivrcholové napětí asi  $2/\sqrt{2} U_B$  (např. 16 V při  $U_B = 24 \text{ V}$ ).

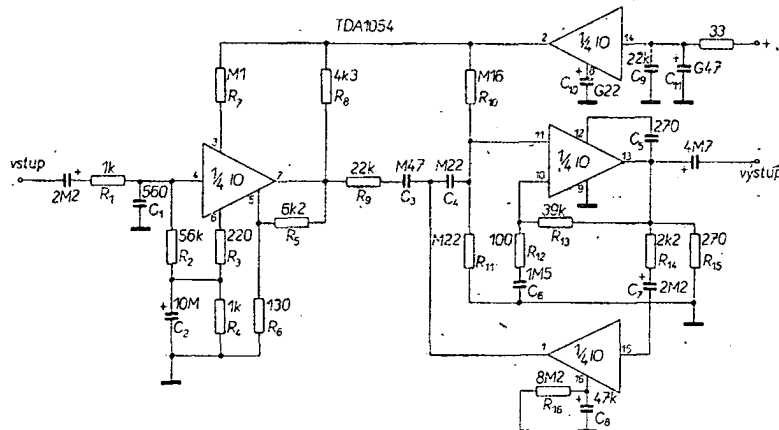
*Elektr. č. 57*

### Kompresor dynamiky a předzesilovač

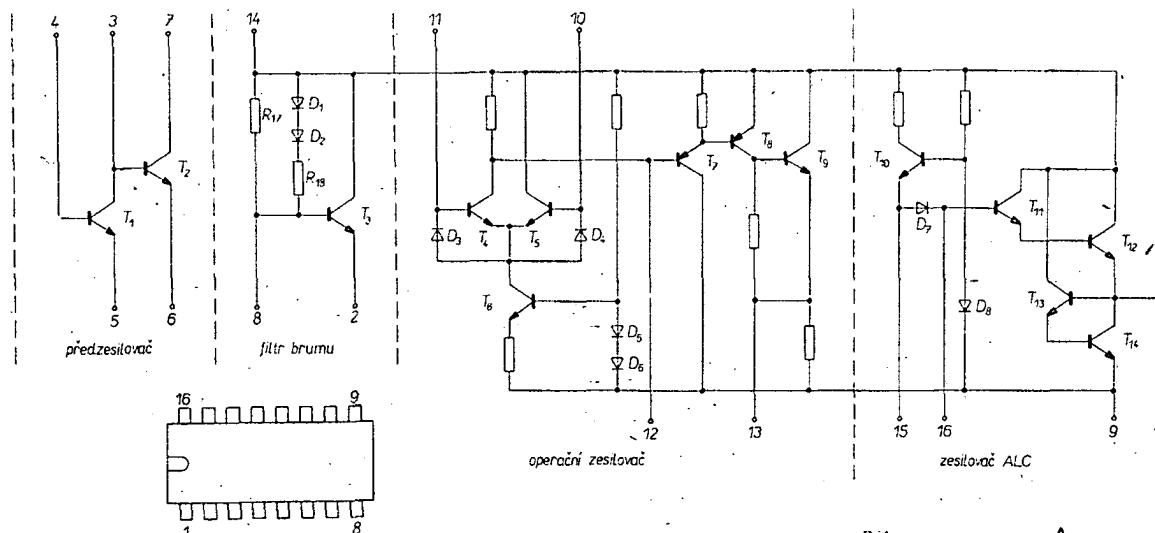
Integrovaný obvod TDA1054 je sestaven ze čtyř funkčních celků (obr. 16): dvoustupňového předzesilovače se ziskem 34 dB, stejnosměrně vázaného operačního zesilovače se ziskem 52 dB, zesilovače pro regulaci úrovně (ALC) a z filtru brumu, který potlačuje brum napájecího napětí. IO může pracovat v rozsahu napájecích napětí 4 až 20 V. Při napájecím napětí 9 V je klidový proud 6 mA.

### Zesilovač s velkým vstupním odporem

S integrovaným obvodem  $\mu A739$  můžeme poměrně jednoduše realizovat zesilovač s velkým vstupním odporem podle obr. 15. Zesílení je závislé na poměru odporů  $R_5$ ,  $R_6$ . Použijeme-li jako  $R_6$  proměnný odpor, můžeme plynule měnit zisk. I když na neinvertující vstup není zapojena zpětná vazba, zvětšuje se vstupní odpor se zesílením (podle poměru zesílení bez zpětné vazby a se zpětnou vazbou). Při nezapojené zpětné vazbě, kde je zesílení asi 18 000 (zisk 65 dB), se vstupní odpor IO (150 k $\Omega$ ) podstatně zvětší a vstupní impedance zesilovače je závislá na odporu  $R_2$ . Vzhledem k tomu, že odpor  $R_2$  je zapojen i ve stejnosměrném obvodu, může být maximálně 10 M $\Omega$ . Zapojíme-li místo odporů  $R_1$  proměnný odpor, můžeme na výstupu nastavit sn napětí rovné  $U_B/2$ . Při



Obr. 17. Mikrofonní předzesilovač s kompresorem dynamiky



Obr. 16. Vnitřní schéma TDA1054

Mezi vstupní tranzistor  $T_1$  ( $F = 0,5$  dB) a tranzistor  $T_2$  je možno zapojit obvod zpětné vazby (vývody 4, 5, 6, 7). Operační zesilovač používaný též jako korekční zesilovač pro magnetickou přenosku, má na vstupu diferenciální zesilovač s tranzistory  $T_4$ ,  $T_5$ , do jejichž emitorů je zapojen výstup zdroje konstantního proudu  $T_8$ . Napětí na bázi  $T_4$  a  $T_5$  je přivedeno přes diody  $D_3$  a  $D_4$ . Na vývod 11 je přivedeno střídavé napětí určené k zesílení, kdežto mezi vývody 10 a 13 se zapojuje korekční obvod, který se používá při magnetické přenosce nebo při záznamu a přehrávání u kazetových magnetofonů. Výstup diferenciálního zesilovače je připojen na zesilovač s tranzistory  $T_7$ ,  $T_8$ . Tranzistor  $T_7$  pracuje jako emitorový sledovač.

Zesilovač ALC je zapojen jen při požadku konstantního výstupního napětí. Výstupní napětí z vývodu 13 je přes obvod  $R_{14}$ ,  $C_7$  (viz obr. 17) přivedeno na vstup zesilovače ALC a usměrněno diodou  $D_7$ , (obr. 16). Usměrněné napětí řídí Darlingtonův emitorový sledovač  $T_{11}$ ,  $T_{12}$ . Darlingtonův emitorový sledovač je zapojen tak, aby časová konstanta obvodu  $R_{16}$ ,  $C_8$  (obr. 17) regulace ALC, připojená na vývod 16, byla co největší ( $R_{16} = 8,2 \text{ M}\Omega$ ,  $C_8 = 47 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $\tau = 3 \text{ min.}$ ). Do emitoru  $T_{12}$  je zapojena diodová kombinace  $T_{13}$ ,  $T_{14}$  s kvadratickou charakteristikou. Odpor diodové kombinace je závislý na protékajícím proudu a tedy i na napětí usměrněném diodou  $D_7$ . Její odpor se mění od  $100 \text{ k}\Omega$  do  $10 \text{ }\Omega$ . Kondenzátory  $C_3$ ,  $C_4$  oddělují předzesilovač a operační zesilovač od zesilovače ALC. Doba, od níž začne zesilovač ALC pracovat, je určena časovou



konstantou  $R_{14}$ ,  $C_7$  a doba regulace časovou konstantou  $R_{16}$ ,  $C_8$ .

Na filtr brumu (vývod 14) přiváděné napájecího napětí je dále vyfiltrováno a využito např. k napájení předzesilovače. Kondenzátor připojený na vývod 8 je nabíjen přes diody  $D_1$  a  $D_2$  a odpor  $R_{18}$  (120  $\Omega$ ) (obr. 16). Napětí na vývodu 2 je rovno až na úbytek na přechodu emitor-báze tranzistoru  $T_3$ , napájecímu napětí. Kondenzátor připojený na vývod 8 (obr. 17) se vybíjí přes odpor  $R_{17}$  (7,5  $\Omega$ ) (obr. 16). Toto zapojení oproti stabilizátoru má tu výhodu, že potlačí krátké a periodické rušení (brum 50 Hz nebo 100 Hz) při konstantní výkonové ztrátě, kdežto dlouhodobé změny nepracovává.

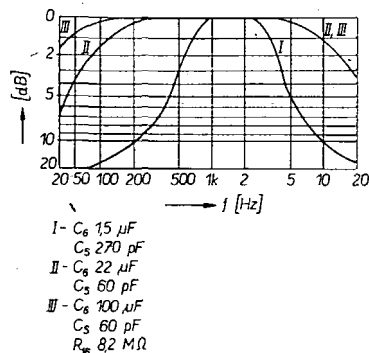
Zapojení na obr. 17 je zapojením mikrofonního předzesilovače s kompresorem dynamiky, určeného pro radiostanice. Obvod  $R_1$ ,  $C_1$  a keramický kondenzátor  $C_9$  potlačují vř. složku při použití tohoto zesilovače jako modulatoru. Odpor  $R_1$  lze nahradit vř. tlumivkou. Předzesilovač  $T_1$ ,  $T_2$  zesiluje vstupní signál o 34 dB. Obě zpětné vazby mezi vývody 6-4 a 7-5 linearizují kmitočtovou charakteristiku. Korekční zesilovač zesiluje dále signál asi o 54 dB. Zpětná vazba kondenzátorem  $C_5$  z emitoru tranzistoru  $T_6$  do báze  $T_7$  určuje průběh kmitočtové charakteristiky na vyšších kmitočtech. Druhá zpětná vazba odporem  $R_{13}$  mezi vývody 13-10 a do série s odporem  $R_{12}$  zapojený kondenzátor  $C_6$  určují průběh kmitočtové charakteristiky v pásmu od středních k nízkým kmitočtům.

Napětí pro zesilovač ALC je odebráno z výstupu (vývod 13). Výstup pracuje jako proměnný odpor na vstupu vř. zesilovače. Kondenzátory  $C_3$ ,  $C_4$  oddělují galvanicky předzesilovač, operační a regulační zesilovač. Obvodem  $R_{14}$ ,  $C_7$  je určena doba nasazení regulace. V našem případě je to několik ms. Doba vybití po skončení regulace je určena obvodem  $R_{16}$ ,  $C_8$ , takže při krátkém přerušení řeči nepřestane zesilovač regulovat a rušivé šumy okolí se nepřenesou.

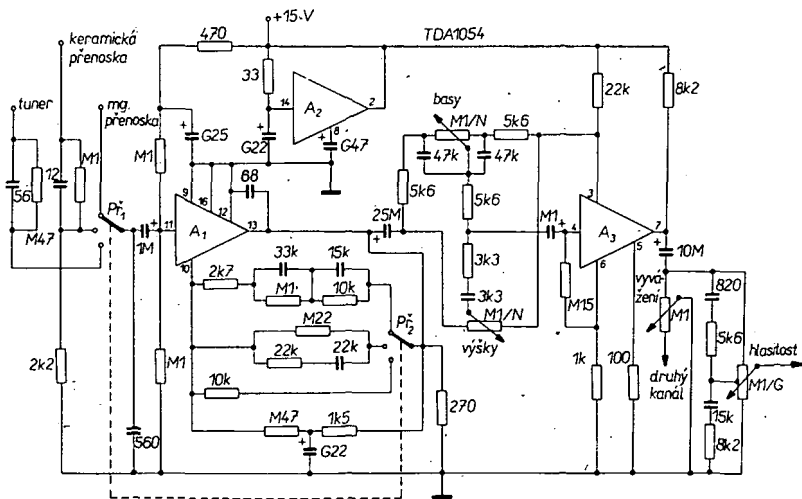
Při součástkách podle obr. 17 má kmitočtová charakteristika průběh podle křivky I (obr. 18). Tím je dosaženo srozumitelnosti, zejména při úzkopásmové modulaci.

Pro mikrofonní předzesilovač, určený pro kvalitní záznam hudby a řeči, je požadován lineární kmitočtový průběh. Proto musíme změnit kondenzátory  $C_5$  na 60 pF a  $C_6$  na 22  $\mu$ F. Kmitočtová charakteristika má potom průběh podle křivky II na obr. 18.

Chceme-li použít zesilovač převážně pro záznam hudby, musíme prodloužit dobu regulace zvětšením odporu  $R_{16}$ , aby byla zachována dynamika hudby. Je-li odpor  $R_{16} = 8,2$  M $\Omega$ , pak se doba regulace prodlouží na 3 min. Při zvětšení  $C_6$  na 100  $\mu$ F je pokles kmitočtové charakteristiky na 50 Hz jen o 0,75 dB (křivka III, obr. 18).



Obr. 18. Kmitočtová charakteristika obvodu z obr. 17

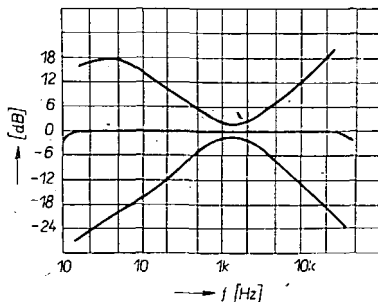


Obr. 19. Předzesilovač hi-fi s TDA1054

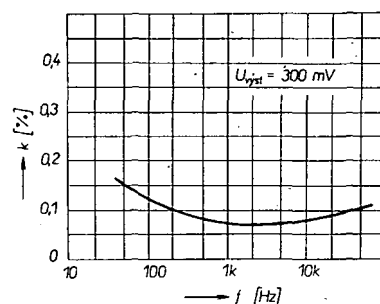
Obvod regulace „nasadí“ při vstupním napětí 0,1 mV. Na výstupu je konstantní efektivní napětí 9 V, které se při zvětšování vstupního napětí pomalu zvětšuje a při  $U_{vst} = 22$  mV je  $U_{vst} = 1,18$  V. Při vstupních napětích větších než 25 mV bude signál zkreslen. Rozsah regulace v daném zapojení je tedy asi 50 dB.

Velmi zajímavý je TDA1054 v zesilovači. Vstup zesilovače je přepínatelný z tuneru na magnetickou nebo keramickou přenosku. Přepínači  $P_1$ ,  $P_2$  se současně mění korekční obvody pro kmitočtovou korekci. Rozumí se samo sebou, že můžeme připojit i další zdroje signálu, jako je např. mikrofon, magnetofon. V zapojení podle obr. 19 se vstupní signál přivádí na operační zesilovač. Zpětná vazba mezi výstupem a vstupem (vývody 13, 10) koriguje potřebně kmitočtovou charakteristiku. Na výstup je přes kondenzátor 25  $\mu$ F připojen zpětnovazební korektor výšek a hloubek, jehož útlum je kompenzován zesilovačem s tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$  (obr. 16). Na výstupu je připojen regulátor vyvážení a obvyklý regulátor hlasitosti. Zesilovač z obr. 19 může být připojen ke koncovému zesilovači např. s MDA2020, takže pro celý stereofonní zesilovač potřebujeme jen čtyři integrované obvody.

Vstupní citlivost předzesilovače hi-fi pro  $U_{vst} = 300$  mV je v poloze keramická přenoska 100 mV, v poloze magnetická přenoska 2,5 mV při 1 kHz a odstup rušivých napětí 66 dB. Omezení nastane při výstupním efektivním napětí 2,5 V. Kmitočtová charakteristika a rozsah regulace výšek a hloubek jsou na obr. 20 a číselník zkreslení pro  $U_{vst} = 300$  mV na obr. 21.



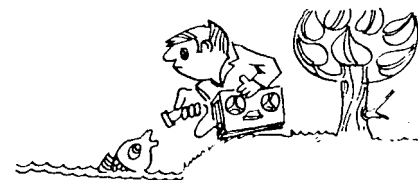
Obr. 20. Kmitočtová charakteristika obvodu z obr. 19



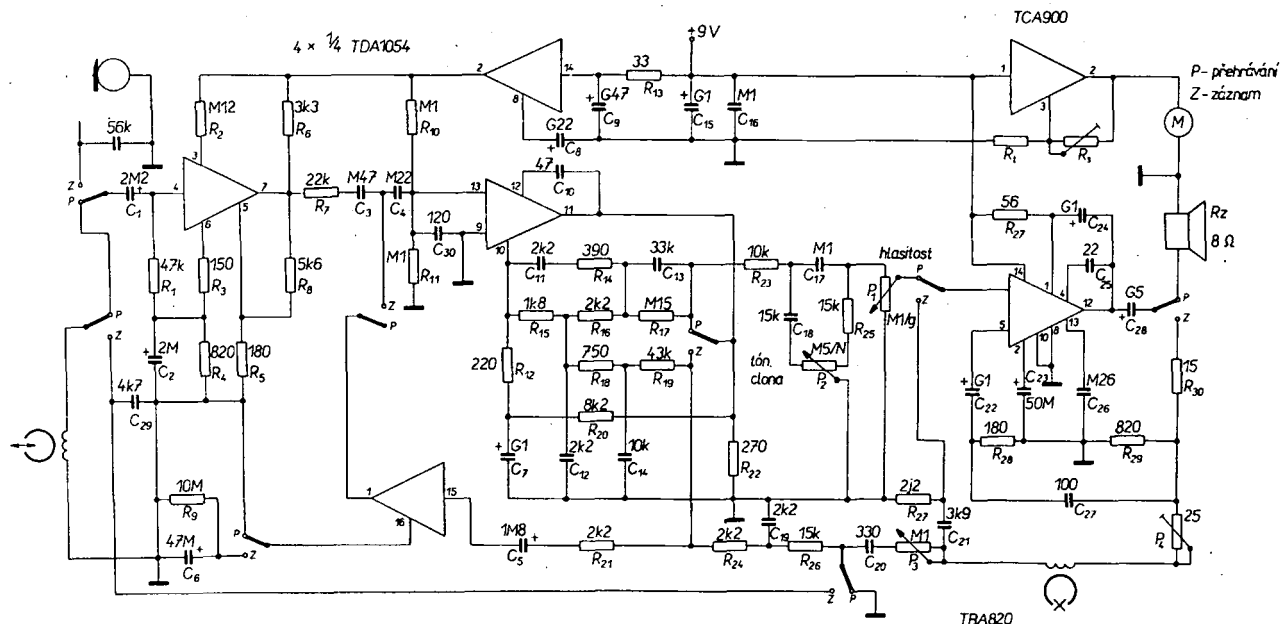
Obr. 21. Číselník zkreslení obvodu z obr. 19.

Hlavní aplikací IO TDA1054 je jeho použití jako záznamového a přehrávacího zesilovače v kazetových magnetofonech a diktafonech. Zapojení zesilovače kazetového magnetofonu je na obr. 22. Předzesilovač s tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$  zesiluje při nahrávání signály ze zdrojů signálů (mikrofon, rádio) a při přehrávání signál z kombinované hlavy. Zde je zapojena první kmitočtově závislá zpětná vazba ( $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_6$  a  $C_2$ ). Následující korekční zesilovač (operační zesilovač) má mezi vstup a výstup zapojen zpětnovazební obvod, který se přepíná při nahrávání a přehrávání, aby výsledný kmitočtový průběh byl lineární. Zesilovač ALC pracuje jen při záznamu a je zapojen mezi vstup a výstup operačního zesilovače. Vzhledem k velkému rozsahu ALC (54 dB) můžeme vypustit indikátor záznamu. Při přehrávání jde signál z operačního zesilovače přes tónový korektor a regulátor hlasitosti na vstup TBA820 (možno použít i MBA810), který při  $U_b = 9$  V dává na výstupu 1,8 W na impedanci 8  $\Omega$ . Koncový stupeň pracuje při záznamu jako vř. oscilátor na kmitočtu asi 80 kHz. Vř. napětí pro mazací hlavu je nastaveno trimrem  $P_4$  a předmagnetizační proud kombinované hlavy trimrem  $P_3$ . Pro motor s napájecím napětím 3,6 V je použit regulátor TCA900.

Funkschau č. 14/76, firemní literatura SGS-ATES



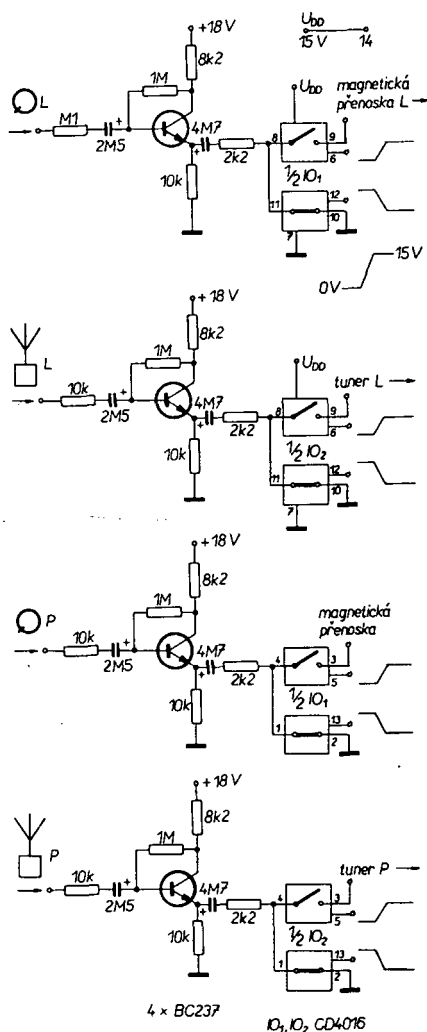




Obr. 22. Zesilovač pro kazetový magnetofon

### Elektronický přepínač vstupů s obvodem COSMOS

Různé spínače lze velmi výhodně realizovat integrovaným obvodem CMOS CD4016.

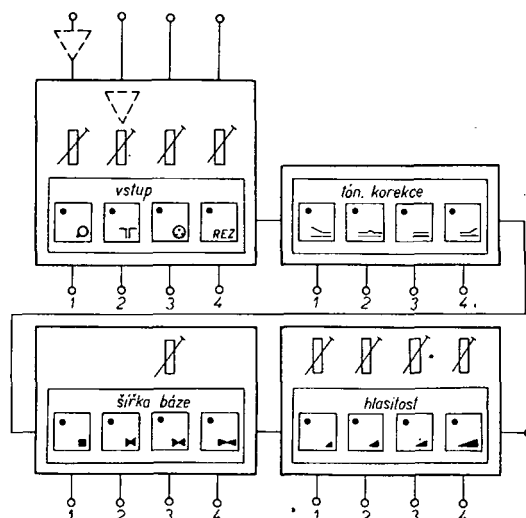


Obr. 23. Stereofonní přepínač s obvodem CMOS

Je-li přivedeno na ovládací vstup impulsní napětí, sepne jeden bilaterální spínač a propojí signálovou cestu. Zároveň se odpojí druhý bilaterální spínač, kterým se daná cesta odpojí od země. Zapojení několika obvodů s bilaterálními spínači je na obr. 23. *Funkschau č. 6/75*

### Předzesilovač ovládaný pouze senzory

Na obr. 24 je základní zapojení sensorové jednotky, na níž můžeme přepínat zdroje signálu a ovládat tónové korekce, šířku stereofonní báze a hlasitost. Na výstup již můžeme připojit výkonový zesilovač. Do sensorové jednotky můžeme vestavět i předzesilovač pro magnetickou přenosku, lepší je však umístit ho do skříňky gramofonu.



Obr. 24. Základní-zapojení sensorové jednotky

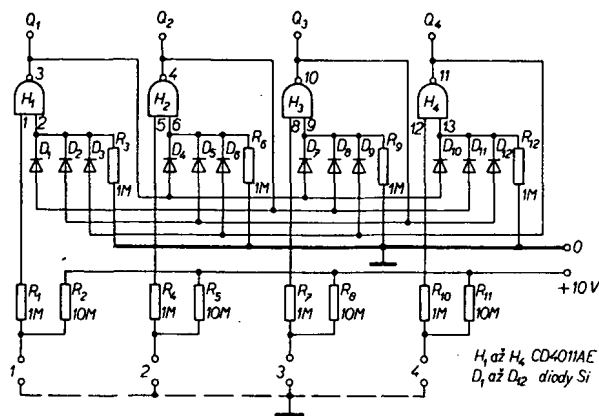
Zapojení sensorového tlačítka je na obr. 25. Čtyři hradla CMOS jsou mezi sebou svázána tak, aby jen na jednom z výstupů byla úroveň log. 1. Z výstupů hradel jsou řízeny analogové spínací stupně, které fungují jako vypínače a spínače.

Vstupní nežádáný signál je zkratován, neboť volič vstupů s tranzistory T<sub>5</sub> a T<sub>12</sub> funguje jako rozpinací kontakt, takže na jeho výstupu je jen požadovaný signál (viz obr. 26). V tomto zapojení jsou do cesty signálu zařazeny odporové děliče napětí, kterými se

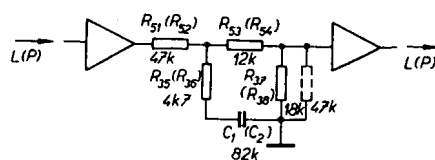
upraví vstupní signál tak, aby na výstupu zesilovače (tranzistory T<sub>15</sub>, T<sub>16</sub>) bylo konstantní výstupní napětí. Zesílení zesilovače je čtyři.

V obvodu tónového korektoru (obr. 27) jsou tranzistory T<sub>3</sub> až T<sub>8</sub> zapojeny jako rozpinací kontakty, T<sub>11</sub> a T<sub>12</sub> jako spínače. Tranzistory T<sub>9</sub> a T<sub>10</sub> jsou oproti předchozímu obrázku vypuštěny. Princip funkce si můžeme jednoduše vysvětlit podle obr. 28 až 31. V první poloze, „zdůraznění hloubek“, jsou tranzistory T<sub>5</sub>, T<sub>6</sub>, T<sub>11</sub> a T<sub>12</sub> odpojeny, kdežto tranzistory T<sub>7</sub> a T<sub>8</sub> jsou připojeny. Signál pak prochází přes korekční člen podle obr. 28 a budou zdůrazněny hloubky. Velikost zdůraznění můžeme ovlivnit kondenzátorem C<sub>1</sub> (C<sub>2</sub>) a odporem R<sub>35</sub> (R<sub>36</sub>). Zvýšíme-li kapacitu kondenzátoru C<sub>1</sub> (C<sub>2</sub>), sníží se mezní kmitočet. Nejnižší kmitočet je zdůrazněn

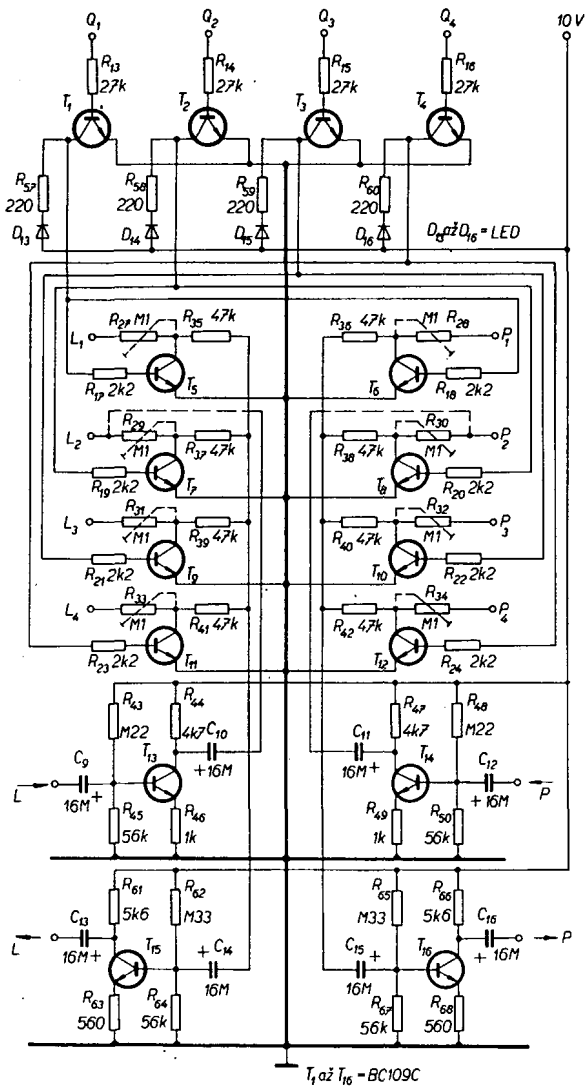
o 15 dB. Menšího zdůraznění dosáhneme, připojíme-li paralelně ke kondenzátoru odpor (47 kΩ nebo méně). V poloze 2 je zapojen filtr „prezence“. V tomto případě vedou tranzistory T<sub>5</sub> a T<sub>6</sub> a tranzistory T<sub>7</sub>, T<sub>8</sub>, T<sub>11</sub> a T<sub>12</sub> jsou odpojeny. Náhradní schéma pro tento případ je na obr. 29; signál bude



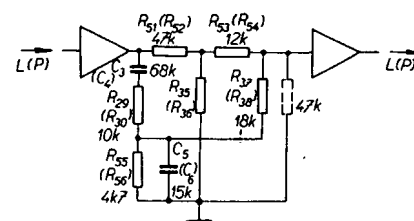
Obr. 25. Zapojení senzorového „tlačítka“



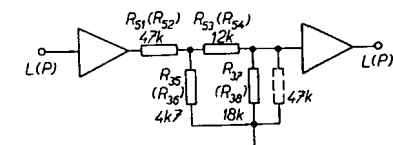
Obr. 28. Obvod zdůraznění hloubek z obr. 27



Obr. 26. Vstupní volič nf signálů se senzory



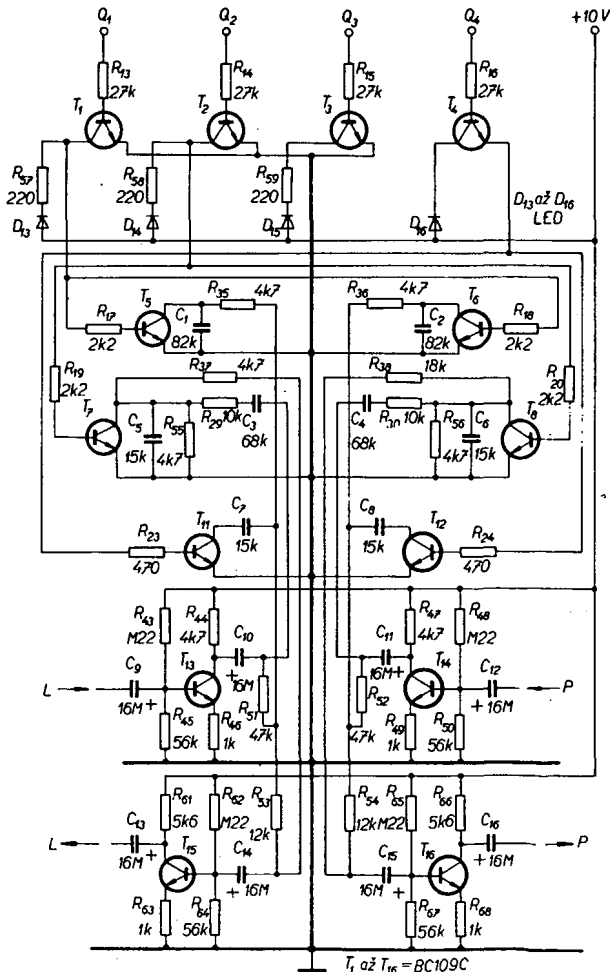
Obr. 29. Filtř frekvence z obr. 27



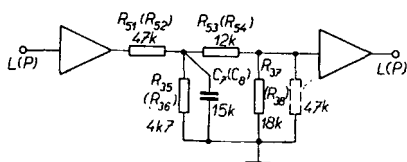
Obr. 30. Lineární průběh v poloze 2 přepínače z obr. 27

jení odpovídá náhradnímu zapojení podle obr. 31, tj. dolní propusti s připojeným děličem napětí. Kondenzátor  $C_7$  ( $C_8$ ) a odpor  $R_{35}$  ( $R_{36}$ ) určují mezní kmitočet (zde asi 2 kHz). Mezní kmitočet můžeme měnit kondenzátorem  $C_7$  směrem k vyšším kmitočtům. Potlačení signálů vysokých kmitočtů (max. 15 dB na 14 kHz) můžeme měnit, zapojíme-

zeslaben odpory  $R_{51}$ ,  $R_{35}$  a  $R_{53}$  bez podstatného ovlivnění kmitočtové charakteristiky. Ostatní součástky ovlivňují kmitočtovou charakteristiku. Dolní mezní kmitočet (zde asi 200 Hz) je určen kondenzátorem  $C_3$  ( $C_4$ ) a odporem  $R_{29}$  ( $R_{30}$ ). Horní mezní kmitočet (asi 4 kHz) je určen kondenzátorem  $C_5$  ( $C_6$ ) a odporem  $R_{55}$  ( $R_{56}$ ). Střed tohoto pásma je zdůrazněn o 10 dB a velikost zdůraznění může být ovlivněna volbou odporu  $R_{37}$  ( $R_{38}$ ). V poloze 3 dostaneme lineární průběh (náhradní schéma na obr. 30) se zeslabením asi 26 dB jako u ostatních obvodů, takže na výstupu je konstantní napětí. V poloze 4 jsou sepnuty všechny tranzistory a výsledné zapo-



Obr. 27. Tónový korektor ovládaný senzory



Obr. 31. Náhradní zapojení pro potlačení výšek z obr. 27

li do série s kondenzátorem  $C_7$  ( $C_8$ ) odpor 10 k $\Omega$  nebo méně.

Dalším obvodem je obvod k regulaci šířky báze. Stereofonní signál je složen ze dvou oddělených signálů, levého L a pravého P. Kromě toho je k dispozici signál součtový S (ve středu nebo mono) a rozdílový R (na stranách nebo stereofonní) určený vztahy

$$S = \frac{L + P}{2} \quad a \quad R = \frac{L - P}{2},$$

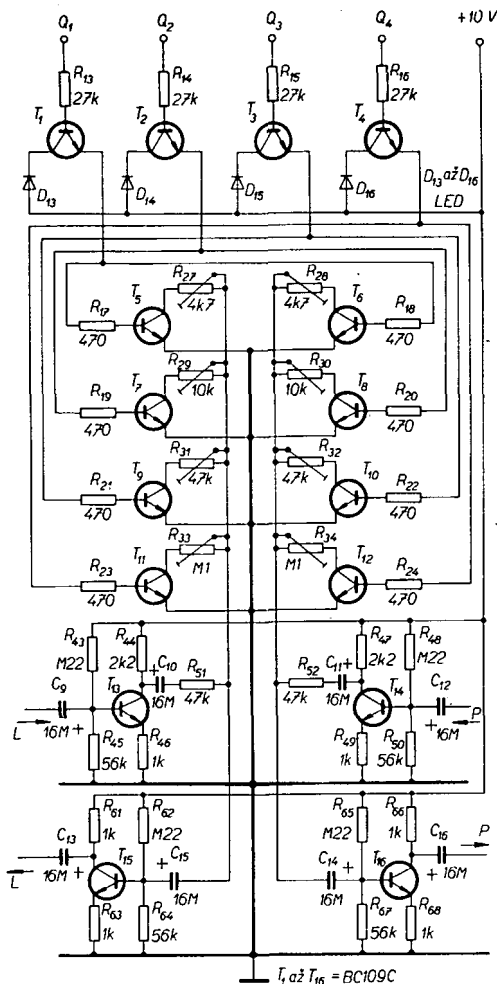
a z toho  $L = S + R$  a  $P = S - R$ .

Změnou poměrů signálů S a R můžeme ovlivnit nahrávku tak, že se mění šířka stereofonní základny. Je-li k dispozici jen složka S ( $R = 0$ ), je reprodukce monofooní ( $L = P = S$ ). Je-li částečně potlačen signál R, budou mezi kanály přeslechy, čímž se zúží šířka stereofonní základny („úzké stereo“). Bude-li např. signál R poloviční vzhledem k jmenovité velikosti, pak bude v levém kanálu signál  $L'$ .

$$\begin{aligned} L' &= S + 0,5R = \\ &= 0,5(L + P) + 0,25(L - P) = \\ &= 0,75L + 0,25P. \end{aligned}$$

Šířka stereofonní základny se může „uměle“ měnit zesílením signálu R (jedná se jen o „psychologický“ efekt). Vznikají přesle-

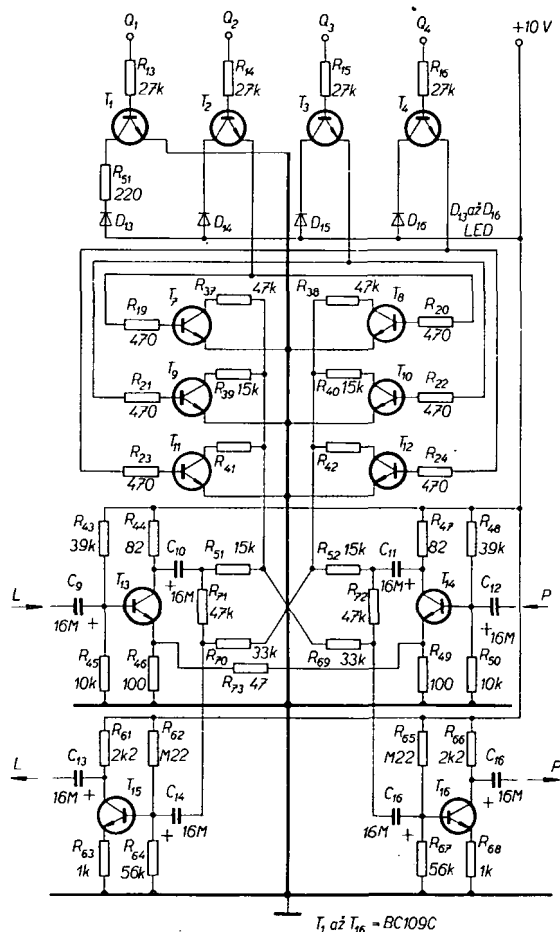
Obr. 33. Zapojení regulátoru hlasitosti



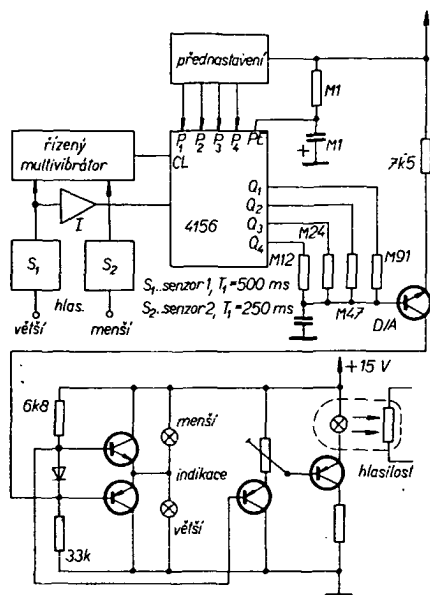
chy, které jsou v protifázi, a které vzbuzují dojem prostoru, tj. jako by se, od sebe vzdalovaly pravý a levý reproduktor. Zapojíme-li např. signál R 1,5krát, pak signál  $L'$  bude:

$$L' = 1,5R = S - 0,75(L - P) + 0,5(L + P) = 1,25L - 0,25P.$$

V praktickém provedení je regulátor šířky báze dvoustupňový. V prvním stupni (horší diferenciální zesilovač) je signál R zesílen dvakrát oproti signálu L. Ve druhém stupni jsou odporovými zpětnými vazbami nastaveny přeslechy mezi oběma kanály. Zesílení diferenciálního zesilovače lze více či méně měnit. Při středním zesílení je nastaveno „stereo“ s patřičnými přeslechy mezi kanály. Předpokladem pro správnou funkci obvodu je, že nežádoucí přeslechy nesmí být kmitočtově závislé. Na obr. 32 je zapojení obvodu k regulaci šířky stereofonní báze. Vstupní tranzistory  $T_{13}$ ,  $T_{14}$  tvoří propojením přes odpor  $R_{73}$  diferenciální zesilovač. Odpor  $R_{73}$  tvoří spolu s emitorovou vstupní impedancí dělič napětí, kterým je rozdílový signál zesílen asi o 6 dB oproti součtovému signálu. Tento získaný nový „levý signál“ je veden přes odpory  $R_{71}$  ( $R_{72}$ ) do bází výstupních tranzistorů. Tento signál je současně přes odpínatelný útlumový článek veden do druhého kanálu, kde vznikají definovatelné umělé přeslechy. Útlumový článek je navržen tak, aby v první poloze byla reprodukce monofooní, ve druhé „úzké stereo“, ve třetí „stereo“ a ve čtvrté „široké stereo“. Použijeme-li místo pevných odporů  $R_{37}$  až  $R_{42}$  trimry, lze šířku stereofonní základny měnit plynule. Při nastavování přeslechů nesmí být



Obr. 32. Obvod k regulaci šířky báze stereofonního přeslechu



vstup druhého kanálu „ve vzduchu“, nýbrž musí být spojen přes kondenzátor 10  $\mu$ F a odpor 5,6 k $\Omega$  se zemí.

Zapojení regulátoru hlasitosti je na obr. 33. Tranzistory  $T_1$  až  $T_{12}$  pracují jako spínače, takže hlasitost je možno regulovat ve čtyřech stupních (podle požadavku konstruktéra odporovými trimry  $R_{27}$  až  $R_{34}$ ).  
*Elektronika, únor 1974*

#### Elektronická regulace hlasitosti

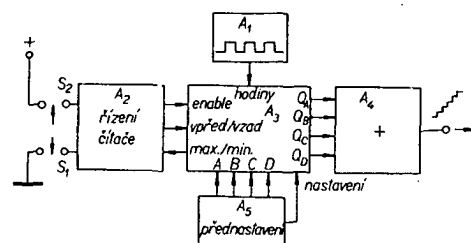
Zapojení elektronického regulátoru hlasitosti je na obr. 34. Podstatnou částí daného obvodu je přednastavitelný čítač vpřed-vzad, který se nastaví po zapnutí třístavovým spínačem (v obvodu preset) na zvolený „kód“, určený binárním číslem 10, 8, 6 (v dekadickém kódu). Čtyři počítací výstupy jsou připojeny na odporovou matici s poměrem odporů 8 : 4 : 2 : 1. Tento princip odpovídá digitálně analogovému převodníku s 16 různými úrovněmi. Přes oddělovací stupně jsou jednak buzeny žárovky indikace a jednak žárovka řídicí hlasitost. Jasem žárovky se mění hlasitost a fyziologická korekce v obou kanálech.

Multivibrátor je řízen senzory UP (vpřed) a DOWNS (vzad) a dodává do vstupu čítače CL impulsy 500 nebo 250 ms se šířkou impulsu 2 ms. Jak již bylo uvedeno, je možno pomocí 4 bitů realizovat 16 stupňů regulace hlasitosti (0 odpovídá minimální a 16 maximální hlasitosti).  
*Elektronikschau č. 5/77*

#### Elektronické potenciometry řízené senzory

V současné době se v některých přijímačích hi-fi používají integrované obvody TCA730, TCA740, které byly popsány v AR B4/77. Dále popisované řešení umožňuje ovládat činnost těchto obvodů bez potenciometrů, senzory nebo dálkově. V nf zesilovačích řídíme plynule úroveň nf signálu změnou poměru odporů; poměr odporů se mění mechanickou silou a po skončení regulačního pochodu zůstává zachován. Elektronický obvod, který nahrazuje funkci potenciometrů, musí proto splnit dvě podmínky:

Obr. 34. Senzorové řízení hlasitosti



Obr. 36. Blokové schéma obvodu A z obr. 35

Předností digitálního zpracování je, že všechny informace zůstanou v „paměti“, použijeme-li klopný obvod nebo přímo paměť. Problémem však zůstává převod analogové veličiny na digitální. Měřená veličina, vyjádřená číslem, určuje digitální informaci. I když měřená veličina je vyjádřena číslem, tedy počtem jednotek, je přesnost měření omezena počtem poloh. Při převodu A/D mluvíme o „odstupňování“. Při řízení pomocí senzorů volíme čtyřbitové odstupňování, takže pro nastavení analogové funkce dostaneme  $2^4 = 16$  poloh. Tak např. hlasitost lze řídit v 16 stupních.

Blokové zapojení řídicího zesilovače je na obr. 35. K nastavení hlasitosti, vyvážení výšek a hloubek jsou použity čtyři shodné na sobě nezávislé řídicí obvody. Ve funkčním bloku A jsou obvody k nastavení řídicího napětí a zapamatování jeho velikosti. Na výstupu bloku je stejnosměrné napětí odstupňované v 16 stupních (podle doby „stlačení“ senzoru). V bloku A je toto napětí vyznačeno jako „schody“. Za tímto blokem je zapojen výstupní zesilovač, který musí a) integrovat napětí schodovitěho průběhu jako přírůstek nebo úbytek výstupního napětí určeného pro ovládání, b) přizpůsobit řídicí napětí k řízení požadované veličiny pro IO TCA730, TCA740, c) impedančně přizpůsobit a oddělit blok A od nf integrovaných obvodů.

Výstupy ze senzorového ovládání jsou spojeny s řídicími vstupy IO TCA730, TCA740. Tyto integrované obvody převádějí stejnosměrné napětí na odpovídající změny nf signálu.

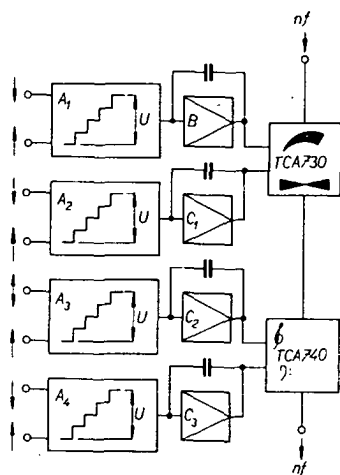
Obvod k získání řídicího napětí, označený jako blok A na obr. 35 je složen z několika základních obvodů, jejichž propojení je zřejmé z obr. 36.

Jednoduchým digitálním řešením (nastavení a zapamatování řídicí veličiny) je čítač, sestavený z čítače vpřed-vzad ( $A_3$ ), taktovacího oscilátoru ( $A_1$ ) a obvodu k řízení čítání ( $A_2$ ). Za analogovou veličinu, potřebnou k nastavení dané úrovně, zvolíme dobu „stisku“ senzoru, kdy čítač počítá impulsy taktovacího oscilátoru. Stav na výstupu  $Q_A$  až  $Q_D$  čítače určuje digitální informaci, na kterou je převedena veličina analogová (doba sepnutí senzoru). Zpětný převod digitálně-analogový realizuje součtový obvod ( $A_4$ ), který má na výstupu úměrné stejnosměrné napětí. Při čítání čítače nahoru nebo dolů je na výstupu napětí schodovitěho průběhu. Držíme-li senzor dlouho, čítač se zastaví. Čítač je sestaven z klopných obvodů, takže na výstupu je poslední načítaný stav. Nastavenou veličinu je možné vymazat jen vypnutím napájecího napětí. Aby po zapnutí nebyl čítač nastaven do náhodné polohy, je použit obvod přednastavení ( $A_5$ ), který čítač nastaví do střední polohy. V závislosti na době „stlačení“ senzoru musí dostávat čítač pokyny pro nastavení směru čítání a o době čítání. Pokyn pro čítání je přenášen vedením „nulování“ (vynulování čítače) a „vpřed-vzad“ (určení směru čítání). Zpětný vodič max/min při maximálním nebo minimálním stavu čítače (tj. při 15 a 0) čítač vynuluje.

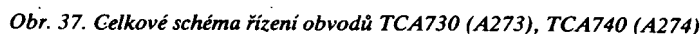
- plynule měnit elektrickou veličinu při udělení povelu,
- zapamatovat si velikost řízené veličiny po skončení povelu.

U IO TCA730 a TCA740 je řízenou veličinou stejnosměrné napětí 1,5 až 9,5 V pro funkce hlasitosti, vyvážení, výšky a hloubky. Získat a plynule nastavovat toto napětí není problémem, např. nabíjením nebo vybíjením kondenzátoru zdrojem konstantního proudu. Problémem je, aby si obvod zapamatoval nastavené napětí. I když jsou již známy analogové paměti, které by se daly pro tento účel použít, bylo by řešení s těmito paměťmi neekonomické. Zůstává ještě možnost použít paměť s tranzistorem MOSFET. Obvod s tímto tranzistorem udržuje konstantní napětí na kondenzátoru až po dobu jedné hodiny – po této době je nutné nastavenou veličinu korigovat. Neoptimálnější je však použít digitální techniku. Postup při řešení analogového problému digitální cestou zůstává stále stejný:

- převod analogové veličiny do digitálního (binárního) tvaru, nazývaný též „analogově digitální převod“ (A/D),
- digitální zpracování digitalizované analogové veličiny (v daném případě zapamatování),
- zpětný převod informace na analogovou veličinu (digitálně analogový převod – D/A).



Obr. 35. Blokové schéma senzorového řízení obvodů TCA730 a TCA740

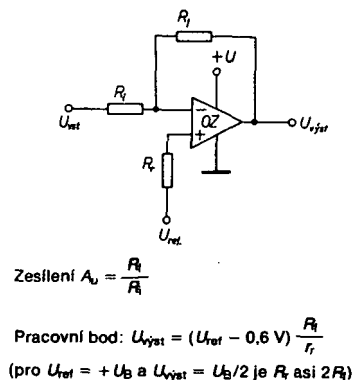


Pin diagram of the 74191 IC. The top row shows pins 16 (+5V), 15 (A), 14 (hodiny), 13 (uvolnění), 12 (přenos max. m./n.), 11 (přenos nastavení), 10 (C), and 9 (D). The bottom row shows pins 8 (B), 7 (Q<sub>B</sub>), 6 (Q<sub>A</sub>), 5 (uvolnění čítače), 4 (vpřed vzad), 3 (Q<sub>C</sub>), 2 (Q<sub>D</sub>), and 1 (0 V). The IC number 74191 is printed in the center.

Čítaný stav	Q <sub>A</sub>	Q <sub>B</sub>	Q <sub>C</sub>	Q <sub>D</sub>
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1

Senzory		Vývody IO				Povel	
S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	8/9	12/13	11	10	Uvolnění přep. čítače*)	vzad
		1	0	1	0	1	0
		0	0	1	1	0	0
		1	1	0	0	0	1

B/4  
79 **Amaterske RADIO** 133



Obr. 39. Nortonův zesilovač

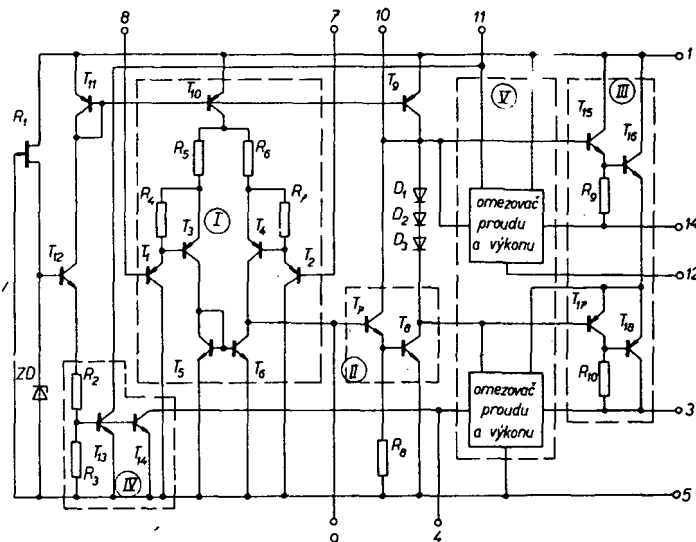
musíme připojit stejnosměrný zesilovač. V zapojení podle obr. 39 je použit invertující operační zesilovač v Nortonově zapojení (LM3900). Nortonův zesilovač se od běžného operačního zesilovače liší tím, že nemá „pravý“ diferenciální vstup. V daném zapojení se stejnosměrná úroveň zesilovače nastavuje referenčním proudem, tekoucím před odpory  $R_{45}$ ,  $R_{48}$ ,  $R_{51}$ ,  $R_{54}$  (obr. 37) do neinvertujícího vstupu. Proud tekoucí do invertujícího vstupu přes zpětnovazební odpory ( $R_{47}$ ,  $R_{50}$ ,  $R_{53}$  a  $R_{56}$ ) je stejně velký jako referenční proud. Výstupní napětí při provozu bez signálu se zvětšuje tak dlouho, dokud zpětnovazební odpory neteče referenční proud. V daném případě je výstupní napětí naprázdno 10 V. Poměr zpětnovazebního odporu k odporu vstupnímu určuje činitel zesílení. Na obr. 39 je zapojení takového zesilovače s rovnicemi pro jeho návrh. Nortonův zesilovač zesiluje napětí z výstupu součtového obvodu z 0,2 až 3,3 V na 2,5 až 10 V. Kondenzátory  $C_{11}$  až  $C_{14}$  (obr. 37), zapojené ve zpětné vazbě, integrují napětí schodovitěho průběhu, takže napětí na výstupu se zvětšuje nebo zmenšuje plynule. Zesilovač k řízení vyvážení, výšek, hloubek ( $IO_{7b}$  až  $a$ ) jsou stejné jako zesilovač pro řízení hlasitosti ( $IO_{7a}$ ). Při řízení hlasitosti je průběh napětí až asi do 7 V stejný jako u ostatních, tj. lineární. Od napětí 7 V je průběh napětí exponenciální, protože to vyžaduje TCA730. Tohoto průběhu je dosaženo připojením diody  $D_5$  a odporu  $R_{44}$  na výstup sčítacího obvodu. Zvětšuje-li se napětí schodovitěho průběhu na výstupu sčítacího obvodu je dioda  $D_5$  uzavřena, dokud toto napětí nedosáhne 0,7 V. Po dosažení úrovně 0,7 V dioda vede. Odpor  $R_{44}$  je zatěžovací odporem pro součtový obvod. Tím dostaneme dvě různé strmosti nárůstu napětí.

Doba nastavení z minima na maximum je při hodinovém kmitočtu 3 Hz asi 5 s a je úměrná kapacitě kondenzátoru  $C_5$ . Kondenzátory  $C_{11}$  až  $C_{14}$  musí být voleny s co nejmenší kapacitou, aby se neprodužovalo nastavení, ale musí zároveň co nejlépe linearizovat napětí schodovitěho průběhu.

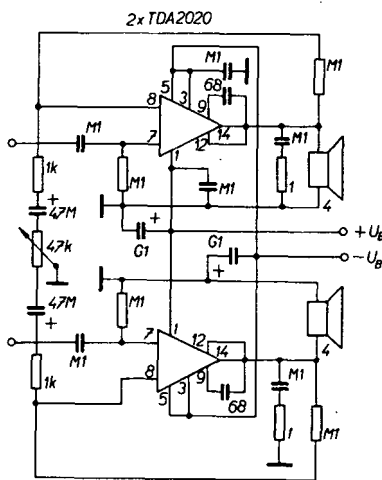
Elektronika č. 69

#### Koncový zesilovač 20 W s ochranou proti zkratu

Integrovaný obvod MDA2020 je zástupcem nové koncepce ve vývoji IO, neboť u něj bylo třeba použít technologie velkých závěrných napětí a velkých proudů. MDA2020 má maximální napájecí napětí 44 V a mezivrcholový proud až 7 A. Protože není vždy zapotřebí tak velké napájecí napětí, byl vyvinut i TDA2010 s výstupním výkonem



Obr. 40. Vnitřní schéma obvodu MDA2020



Obr. 41. Stereofonní zesilovač s obvodem MDA2020

10 W při max. napájecím napětí 36 V. Pro napájení je možno použít jak symetrický ( $\pm$ , zem), tak i nesymetrický ( $+$ , zem) zdroj.

Nezbytnou nutností u všech kvalitních zesilovačů je ochrana proti přetížení a zkratu na výstupu. V MDA2020 je kromě ochrany proti přetížení a zkratu vestavěna i ochrana proti tepelnému přetížení jak vnitřnímu, tak i vnějšímu. Ochrany je zesilovač chráněn jak proti krátkodobému, tak i dlouhodobému přetížení a proti zkratům.

Vnitřní zapojení MDA2020 odpovídá zásadám návrhu operačních zesilovačů. Proto lze v tomto případě mluvit o výkonovém operačním zesilovači. Krokem k absolutní symetrii není jen vlastní zapojení, nýbrž

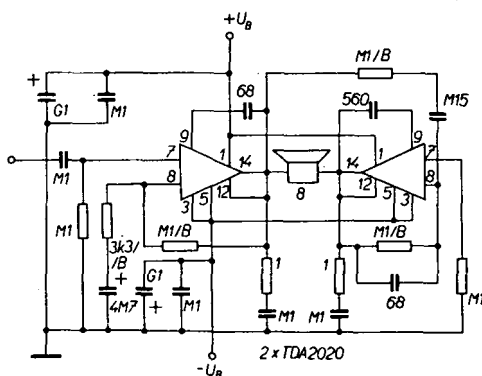
i rozložení součástek na čipu a to tak, aby bylo dosaženo kvality hi-fi i při nejnižších kmitočtech. V bloku I jsou zapojeny všechny prvky vstupního zesilovače (viz obr. 40), v bloku II je budicí stupeň a v bloku III kvazikomplementární koncový stupeň. Ochranný obvod proti tepelnému přetížení je v bloku IV. Tranzistory  $T_{13}$  a  $T_{14}$  jsou zapojeny jako teplotní čidla; na čipu jsou v bezprostřední blízkosti výkonových tranzistorů  $T_{16}$  a  $T_{18}$ . Obvod je navržen tak, že při překročení maximální teploty přechodu 150 °C tranzistory  $T_{13}$  a  $T_{14}$  zmenšují budicí napětí pro koncový stupeň na polovinu. Tímto obvodem je rovněž integrovaný obvod chráněn při použití malého chladiče a proti vlivu velké okolní teploty.

Kromě tepelné pojistky, která „zabírá“ relativně pomalu, je MDA2020 vybaven rychlou elektronickou pojistkou, která ho chrání při náhodných elektrických přetíženích (např. zkrat na výstupu). U MDA2020 je tato ochrana (blok V) realizována kontrolou výkonové ztráty tranzistorů  $T_{16}$  a  $T_{18}$ . Při překročení maximální ztráty řídí ochranné obvody nezávisle na sobě činnost obou polovin koncových stupňů.

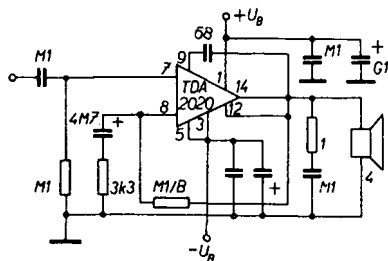
Na obr. 41 je příklad zapojení stereofonního zesilovače  $2 \times 20 \text{ W}$  a na obr. 42 můstkovo- zesilovače s výstupním výkonem 30 W. Použitím symetrického napájecího zdroje odpadnou oddělovací kondenzátory na výstupu, takže zesilovač tvoří kompaktní celek a je možno dosáhnout velmi nízkých kmitočtů. Odpadne rovněž problém nežadoucí zpětné vazby, která vzniká fázovým posuvem mezi výstupním proudem a napětím.

Na zesilovači podle obr. 43 byly naměřeny následující parametry:

výstupní výkon: při  $U_B = \pm 20 \text{ V}$ , 1 kHz,  
 $k = 10\% - 35 \text{ W}$ ,  
 $U_B = \pm 18 \text{ V}$ , 1 kHz,  
 $k = 1\% - 24 \text{ W}$ ;



Obr. 42. Můstkovo- zapojení s obvodem MDA2020



Obr. 43. Měřicí obvod pro MDA2020

kmitočtová charakteristika ( $\pm 3$  dB): 10 Hz až 60 kHz;  
citlivost pro plný výkon: 150 mV;  
odběr proudu ze zdroje v každé větvi: asi 1,5 A;  
ofset vstupního napětí: asi 10 mV.

TESLA Rožnov, TP MDA2020  
Funkschau č. 2/76

### Nízkofrekvenční aktivní filtry s operačními zesilovači

Velký vstupní a malý výstupní odpor a velké zesílení operačních zesilovačů (OZ) dovolují s úspěchem konstruovat aktivní filtry RC. Výhodou filtrů s OZ před pasívními filtry je to, že je možné dosáhnout větší strmosti charakteristiky mimo přenášené pásmo. Aktivní filtry nemívají obvykle větší počet součástek než filtry pasívní přičemž kondenzátory a odpory jsou obvykle menší, zejména na nejnižších kmitočtech proto jsou menší i rozměry filtrů.

Aktivní filtry mohou sloužit jako oddělovací zesilovače mezi jednotlivými stupni. V dnešní době je možno konstruovat filtry až do kmitočtu 1 MHz. Činitel jakosti aktivních filtrů je až několik set. Filtry však mají i několik nedostatků, vyplývajících z použitých operačních zesilovačů, jako je omezené vstupní a výstupní napětí a poměrně malý výstupní proud. Na výstupu aktivního filtru s OZ je obvykle ss napětí, které se mění s teplotou.

Podle toho, pro jaký účel jsou tyto filtry určeny, je rozdělujeme na:

- dolní propusti (DFP),
- horní propusti (HFP),
- pásmové propusti (PF),
- pásmové zadržky (ZF).

DFP propouští všechny kmitočty až do horního mezního kmitočtu,

HFP propouští všechny kmitočty až do spodního mezního kmitočtu,

PF propouští jen dané pásmo kmitočtů,

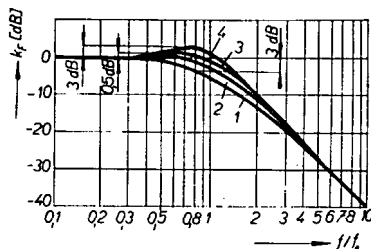
ZF zadržují dané pásmo kmitočtů (mohou sloužit jako odlaďovače).

Vlastnosti filtrů jsou vyjádřeny kmitočtovou a fázovou charakteristikou, které jsou závislé na činiteli jakosti  $Q_{ekv}$ , charakteristickým kmitočtem  $f_0$  a zesílením  $A_{uf}$  v pásmu propustnosti.

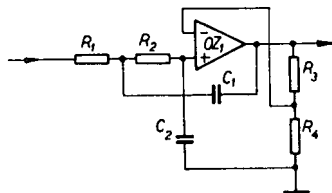
Pro DFP a HFP je kmitočet  $f_0$  kmitočtem, od něhož začíná klesat kmitočtová amplitudová charakteristika. Pro PF je to kmitočet ve středu popouštěného pásma a pro ZF je  $f_0$  střední kmitočet nepropouštěného pásma.

Činitel  $Q_{ekv}$  určuje strmost kmitočtové charakteristiky od kmitočtu  $f_0$  do kmitočtu maximálního útlumu. Pro DFP a HFP se obvykle používá při výpočtu převratná hodnota  $Q_{ekv}$ .

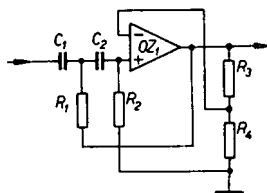
Podle tvaru kmitočtové charakteristiky dělíme DFP a HFP na filtry několika řádů. Použití filtru toho nebo onoho řádu vyplývá z požadavku na filtr. Na obr. 44 je kmitočtová charakteristika Butterworthova filtru, který má rovnou charakteristiku ( $\pm 3$  dB) na kmitočtu  $f_0$ . Křivky 3 a 4 jsou kmitočtové charakteristiky Čebyševových filtrů, které



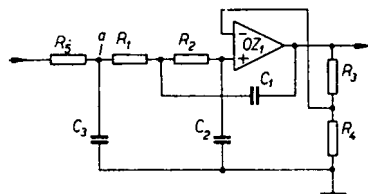
Obr. 44. Kmitočtová charakteristika Butterworthových, Čebyševových a Besselových filtrů



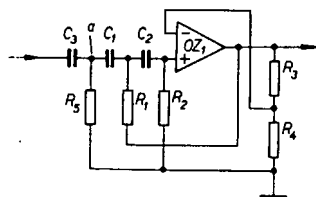
Obr. 45. Zapojení dolní propusti druhého řádu



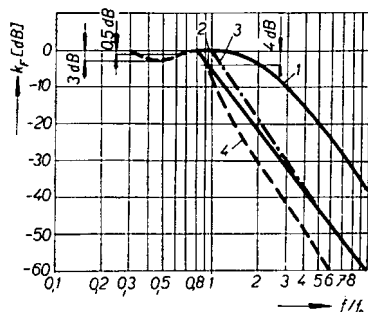
Obr. 46. Zapojení horní propusti druhého řádu



Obr. 47. Zapojení dolní propusti třetího řádu



Obr. 48. Zapojení horní propusti třetího řádu



Obr. 49. Kmitočtová charakteristika propusti z obr. 47

nemají pokles na kmitočtu  $f_0$ , avšak mají zvlněnou charakteristiku. Zvlnění charakteristiky může být 0,5 dB (křivka 3) až 3 dB (křivka 4), avšak strmost charakteristiky je od kmitočtu  $f_0$  větší než u Butterworthových filtrů. U Besselových filtrů (křivka 1) je zajímavá fázová charakteristika, která je lineární v propustném pásmu. Tento filtr je velmi výhodný pro přenos impulsů; u filtrů Butterworthových a Čebyševových vznikají při přenosu impulsů záškuby.

Zapojení DFP a HFP je na obr. 45 a 46. Ze zapojení vyplývá, že operační zesilovač je zapojen jako neinverující zesilovač, který má velký vstupní a malý výstupní odpor. Odpory  $R_1$  a  $R_2$  mohou být velké (až do stovek k $\Omega$ ) a proto můžeme zmenšit kapacitu kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . Zesílení OZ je určeno poměrem odporů  $R_3$  a  $R_4$  ( $A_{uf} = 1 + R_3 / R_4$ ). Jsou-li odpory  $R_1 = R_2 = R$ , můžeme určit parametry DFP z rovnic:

$$f_0 = \frac{0,16 \sqrt{1/C_1 C_2}}{R}$$

$$\alpha = 2\sqrt{C_2/C_1} + (1 - A_{uf})\sqrt{C_1/C_2}$$

$$A_{uf} = A_u = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

Je-li dáno  $f_0$ ,  $\alpha$  a  $A_{uf}$  a je-li  $R_1 = R_2 = R$  a  $R_4 = 2R$ , můžeme spočítat prvky filtru:

$$C_1 = 0,08 \alpha \frac{(1 + \sqrt{4A_{uf} - 1}/\alpha^2)}{f_0 R}$$

$$C_2 = \frac{0,025}{f_0^2 C_1 R^2}$$

$$R_3 = (A_u - 1)R_4$$

Kmitočtová charakteristika HFP je symetrická kolem kmitočtu  $f_0$ . Parametry HFP lze určit z uvedených vztahů (při  $C_1 = C_2 = C$ ), viz obr. 44

$$f_0 = \frac{0,16}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}$$

$$\alpha = 2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + (1 - A_u) \frac{R_2}{R_1}$$

Při zadaných veličinách  $f_0$ ,  $\alpha$  a  $A_{uf}$  a při  $C_1 = C_2 = C$  můžeme vypočítat  $R_1$  až  $R_3$  z rovnic:

$$R_1 = \frac{0,04}{f_0 C} (\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(A_{uf} - 1)})$$

$$R_2 = \frac{0,64}{f_0 C \sqrt{\alpha^2 + 8(A_{uf} - 1)}}$$

$$R_3 = (A_u - 1)R_4$$

Chceme-li, aby drift na výstupu byl nulový, musí být odpor  $R_4 = R_1 + R_2$ . K výpočtu filtrů DFP a HFP druhého řádu postačí užít jen  $f_0$  a  $\alpha$ . Je-li  $R_1 = R_2 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$ , pak

$$A_u = 3 - \alpha, R = \frac{0,16}{f_0 C} \text{ nebo } C = \frac{0,16}{f_0 R}$$

Strmost kmitočtové charakteristiky DFP a HFP druhého řádu je 12 dB/okt. Chceme-li filtr s větší strmostí, musíme použít filtry vyššího řádu. Filtr třetího řádu dostaneme z filtru druhého řádu připojením obvodů RC na vstup. Zapojení DFP a HFP třetího řádu a jejich kmitočtové charakteristiky jsou na obr. 47 až 49 (označení křivek stejné jako na



Tab. 1. Činitel  $\alpha$  a  $k_f$  pro výpočet filtrů

Parametr	Řád filtru							
	2	3	4	5	6	7	8	9
	Počet obvodů							
	1	1	2	1	2	1	2	3
$\alpha$ $k_f$	Besselův filtr							
	1,73 1,73	— 2,32	1,45 2,54	1,92 3,02	1,24 3,39	— 3,65	1,77 3,78	1,09 4,26
$\alpha$ $k_f$	Butterworthův filtr							
	1,41 1	— 1	1 1	1,85 1	0,76 1	— 1	1,62 1	0,62 1
$\alpha$ $k_f$	Čebyševův filtr (zvlnění 0,5 dB)							
	1,16 1,26	— 0,63	0,59 1,07	1,42 0,6	0,34 1,03	— 0,36	0,85 0,69	0,22 1,02
$\alpha$ $k_f$	Čebyševův filtr (zvlnění 3 dB)							
	0,77 0,84	— 0,3	0,33 0,92	0,93 0,44	0,18 0,95	— 0,18	0,47 0,61	0,11 0,97

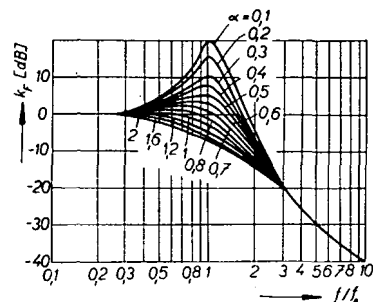
obr. 44). Filtr čtvrtého řádu vznikne složením dvou filtrů druhého řádu. Filtr pátého řádu složením filtru druhého a třetího řádu. Strmost charakteristiky se zvětšuje vždy o 6 dB/okt.

Aktivní filtry až pátého řádu je možno vypočítat s údaji v tab. 1.

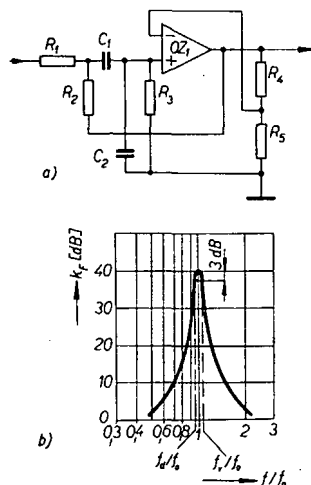
Podle obr. 44 až 49 vybereme požadovaný tvar křivky, určíme řád a tvar filtru. Z tabulky najdeme činitel tlumení  $\alpha$  a mezní kmitočet filtru (dostaneme násobením kmitočtu součinitelem  $k_f$ ). Součástky filtru určíme z rovnic.

Filtr, k jehož konstrukci byly použity součástky s tolerancí menší než  $\pm 5\%$ , nemusíme nastavovat. Jsou-li tolerance součástek větší, musíme filtr na požadovaný kmitočet naladit. Je-li filtr sudého řádu, ladíme jednotlivé filtry druhého řádu na zadané parametry. U filtrů lichého řádu musíme ještě nastavit vstupní obvod RC.

Filtr DFP druhého řádu ladíme tak, že odpor  $R_3$  nahradíme proměnným odporem (jehož odpor je 2 až 3krát větší než vypočítaný) a na vstup přivedeme signál o kmitočtu, který je blízký meznímu kmitočtu. Postupně zvětšujeme odpor  $R_3$  a měníme kmitočet vstupního signálu, až dosáhneme výrazného maxima na výstupu filtru (obr. 50). Když se filtr rozkmitá, musíme odpor  $R_3$  zmenšit. Na požadovaný mezní kmitočet nastavíme filtr odpory  $R_1$  a  $R_2$  (oba musí být stejné). Pak zmenšíme odpor  $R_3$  tak, abychom dostali požadovanou kmitočtovou charakteristiku při daném  $\alpha$ . Odpor  $R_3$  změříme a nahradíme ho pevným odporem. Podobně nastavujeme HFP, pouze místo odporu  $R_1$  a  $R_2$  měníme kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  (viz obr. 46). Při nastavování filtrů lichého řádu začínáme od obvodu RC ( $R_5$ ,  $C_3$  v obr. 47, 48). Odpor  $R_5$  nahradíme proměnným odporem a voltmetr



Obr. 50. Kmitočtová charakteristika propusti z obr. 48



Obr. 51. Zapojení a charakteristika pásmové propusti

připojíme na výstup členu RC (bod a v obr. 47, 48). Při změně odporu  $R_3$  bude v bodě a při nastavení úroveň  $0,7U_{\text{sat}}$ . Potom tento obvod RC odpojíme a ladíme filtr druhého řádu.

Základní zapojení pásmové propusti je na obr. 51a. Činitel jakosti tohoto filtru není větší než 10 a určuje celkové zesílení filtru. Při výpočtu musíme znát  $Q_{\text{ekv}}$  a  $f_0$ . Kondenzátory a odpory filtru volíme tak, aby  $R = R_1 = R_2 = R_3$  a  $C = C_1 = C_2$ . Odpor  $R$  vypočítáme z rovnice:

$$R = \frac{0,225}{f_0 C}$$

Aby drift na výstupu byl nulový, pak:

$$R_4 = A_u R,$$

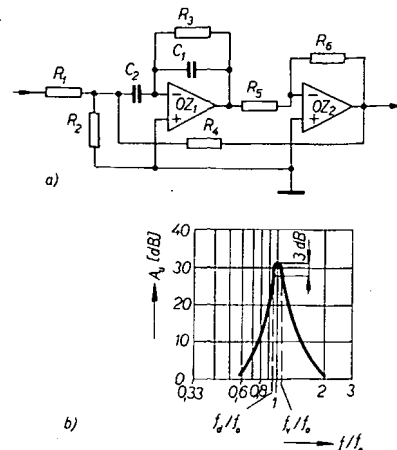
$$R_5 = \frac{A_u R}{A_u - 1}.$$

Parametry filtru vypočítáme z rovnice

$$A_u = \frac{5 - 1,44}{Q_{\text{ekv}}}; \quad A_{uf} = 3,5 Q_{\text{ekv}} - 1.$$

Na požadovaný kmitočet nastavíme filtr změnou odporu  $R_3$  a požadovanou jakost změnou zesílení (odporem  $R_4$ ). Kmitočtová charakteristika pásmové propusti z obr. 51a je na obr. 51b.

Větší jakosti filtru je možno dosáhnout (od 10 do 100), použijeme-li zapojení podle



Obr. 52. Zapojení a charakteristika filtru s větším činitelem jakosti

obr. 52a s kladnou zpětnou vazbou z výstupu na vstup přes odpor  $R_4$ . Velikost této zpětné vazby je závislá na zesílení  $A_{u2}$  OZ a určuje činitel  $A_{uf}$  v propustném pásmu filtru;  $A_u$  volíme 1 až 10, aby zapojení bylo stabilní. Při výpočtu předpokládáme, že  $R_1 = R_3 = R_5 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ . Známe-li jakost  $Q_{\text{ekv}}$  a kmitočet  $f_0$ :

$$R = \frac{0,16 Q_{\text{ekv}}}{f_0 C}.$$

Než lze určit odpory  $R_2$ ,  $R_4$  a  $R_6$ , je třeba nejdříve vypočítat zesílení  $A_{u2}$

$$A_{u2} = \frac{A_{uf}}{\sqrt{Q_{\text{ekv}}}};$$

$$R_2 = \frac{R}{Q_{\text{ekv}} - 1 - \frac{2}{A_{u2} + 1} + \frac{1}{A_{u2} Q_{\text{ekv}}}}$$

$$R_4 = \frac{A_u R Q_{\text{ekv}}}{2 Q_{\text{ekv}} - 1},$$

$$R_6 = A_u R.$$

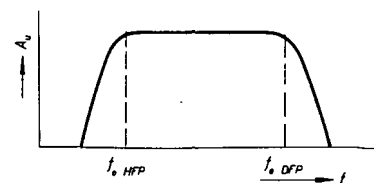
Střední kmitočet  $f_0$  nastavíme odporem  $R_2$  a činitel jakosti změnou zesílení  $A_{u2}$ . Kmitočtová charakteristika filtru s jakostí 100 ( $A_u = 40$  dB) je na obr. 52b.

Širokopásmový filtr s plochou kmitočtovou charakteristikou (obr. 53) dostaneme spojením DFP a HFP.

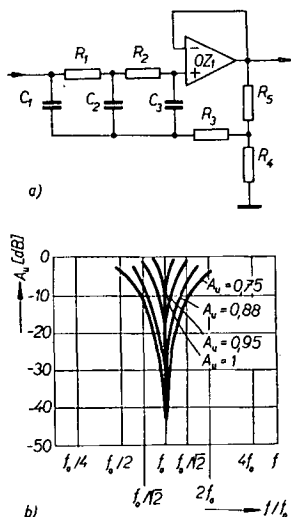
K potlačení kmitočtu v širokém kmitočtovém rozsahu je možno využít paralelně spojených DFP a HFP. Potřebujeme-li však potlačit jen úzké pásmo kmitočtů, použijeme zádrž (ZF), např. podle obr. 54a. Kmitočtová charakteristika je na obr. 54b. Šířka pásma tohoto filtru je závislá na zesílení neinvertního zesilovače ( $A_u = \frac{R_4}{R_4 + R_5}$ ), které lze re-

gulovat odpory  $R_4$  a  $R_5$ . Při daném  $f_0$  a  $A_u$  (vybraném podle obr. 54b) a při  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  je

$$R = \frac{0,28}{f_0 C}; \quad R_3 = \frac{R}{12}.$$



Obr. 53. Širokopásmová propust



Obr. 54. Zapojení a charakteristika pásmové zadržky

Aby nebyl zatěžován operační zesilovač při nepřipojeném signálu, musí být odpory  $R_4$  a  $R_5$  několik  $k\Omega$ . Během nastavování filtru je nahrazen proměnným odporem 2 až 3  $k\Omega$ . Na daný kmitočet filtr naladíme změnou odporů  $R_1$ ,  $R_2$ , nebo kapacity kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ .

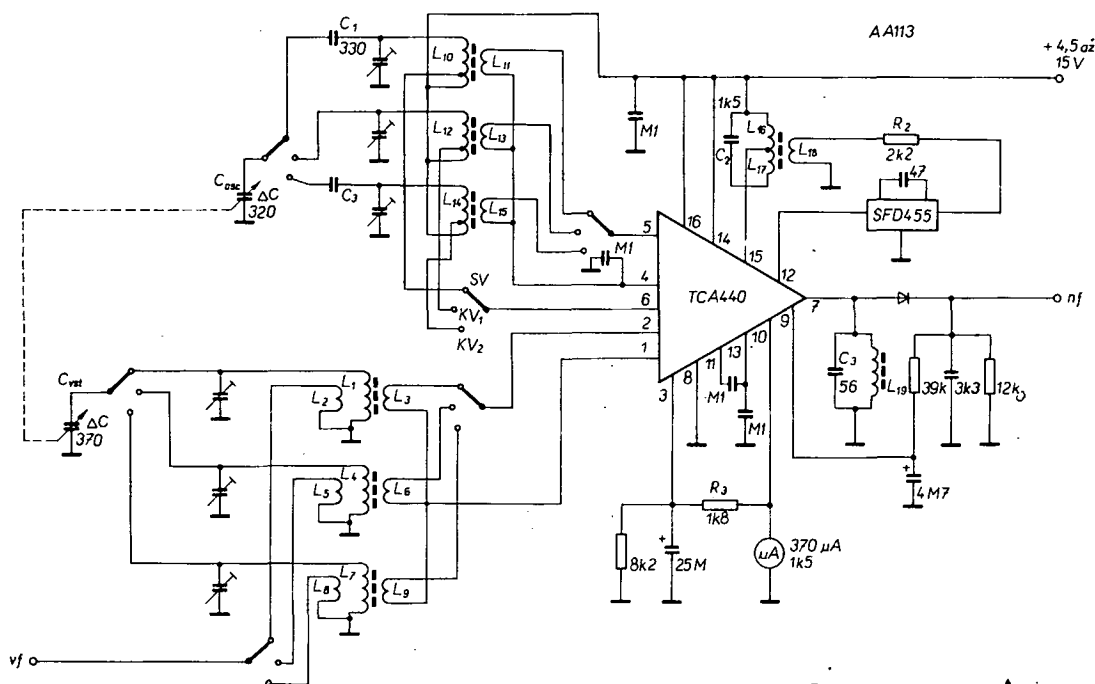
Bosij: Elektronické filtry. Energija: Moskva 1956

Funkschau č. 20/78

## Přijímací technika

### Vícerozsahový přijímač s TCA440

Na obr. 55 je zapojení vícerozsahového přijímače s integrovaným obvodem TCA440 (ekvivalent NDR A244). Přijímač je navržen pro příjem vysílačů v rozsahu středních vln a ve dvou rozsazích krátkých vln. Po změně cívek na vstupu a oscilátoru je možné jeden z krátkovlnných rozsahů nahradit dlouhovlnným.



Obr. 55. Zapojení rozhlasového přijímače AM s několika rozsahy s IO TCA440 (A244)

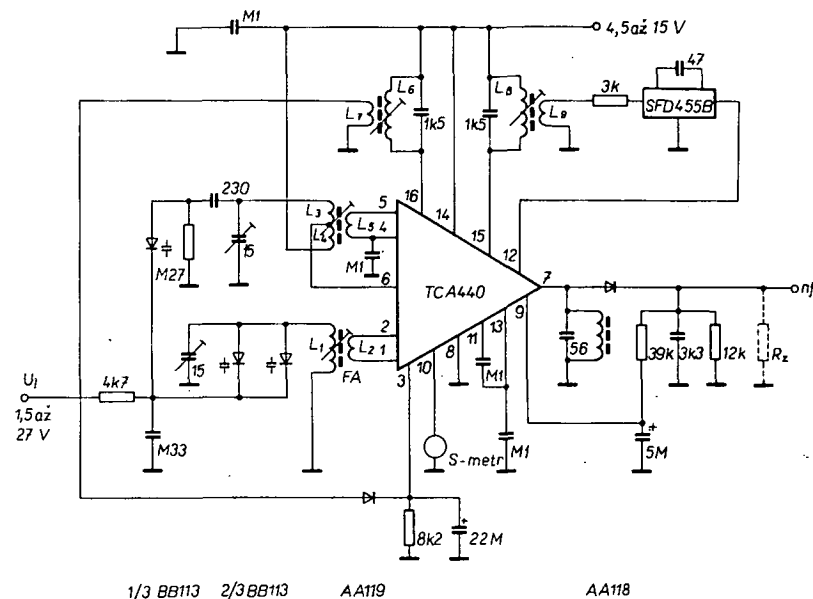
Vstupní signál je přes cívku  $L_2$ ,  $L_1$  a  $C_{vst}$  a  $L_3$  přiveden na vývody 1 a 2, kam jsou vyvedeny báze aperiodického vf zesilovače. Oscilátor, který je rovněž symetrický, je uvnitř IO propojen se směšovačem; do jeho obvodu patří  $L_{10}$ ,  $L_{11}$ ,  $C_{osc}$  a  $C_1$ . Cívka  $L_{11}$  je zpětnovazební. Na vývodu 15 (výstup směšovače) je zapojen jednoduchý mf obvod  $L_{16}$ ,  $L_{17}$ ,  $C_2$ . Přes vazební cívku a odpor  $R_2$  je návázan keramický filtr SFD455, jehož výstup je připojen na vstup čtyřstupňového symetrického mf zesilovače (vývod 12). Na výstupu tohoto zesilovače (vývod 7) je detekční obvod s  $L_{19}$ ,  $C_3$ . Nf signál je veden k nf zesilovači a stejnosměrná složka po filtraci a zpoždění na vstup zesilovače AVC a S-metru (vývod 9). Ze zesilovače AVC jsou regulovány první tři stupně mf zesilovače. Na vývod 10 je připojen S-metr a zároveň přes odpor  $R_3$  regulační obvod zpožděného AVC vf předzesilovače. Na vývodu 14 je vnitřní stabilizátor napětí pro celý IO, takže TCA440 může pracovat v rozsahu napájecích napětí 4,5 až 15 V. Oscilační napětí na vývodu 5 má být asi 100 až 150 mV.

Abychom se při návrhu plošných spojů vyvarovali nepříjemností (zejména zakmitávání v rozsahu krátkých vln), nesmíme vytvořit zpětnovazební smyčky a „horké“ konce cívek nesmí být vedle sebe. Toto platí zejména při použití varikapů.

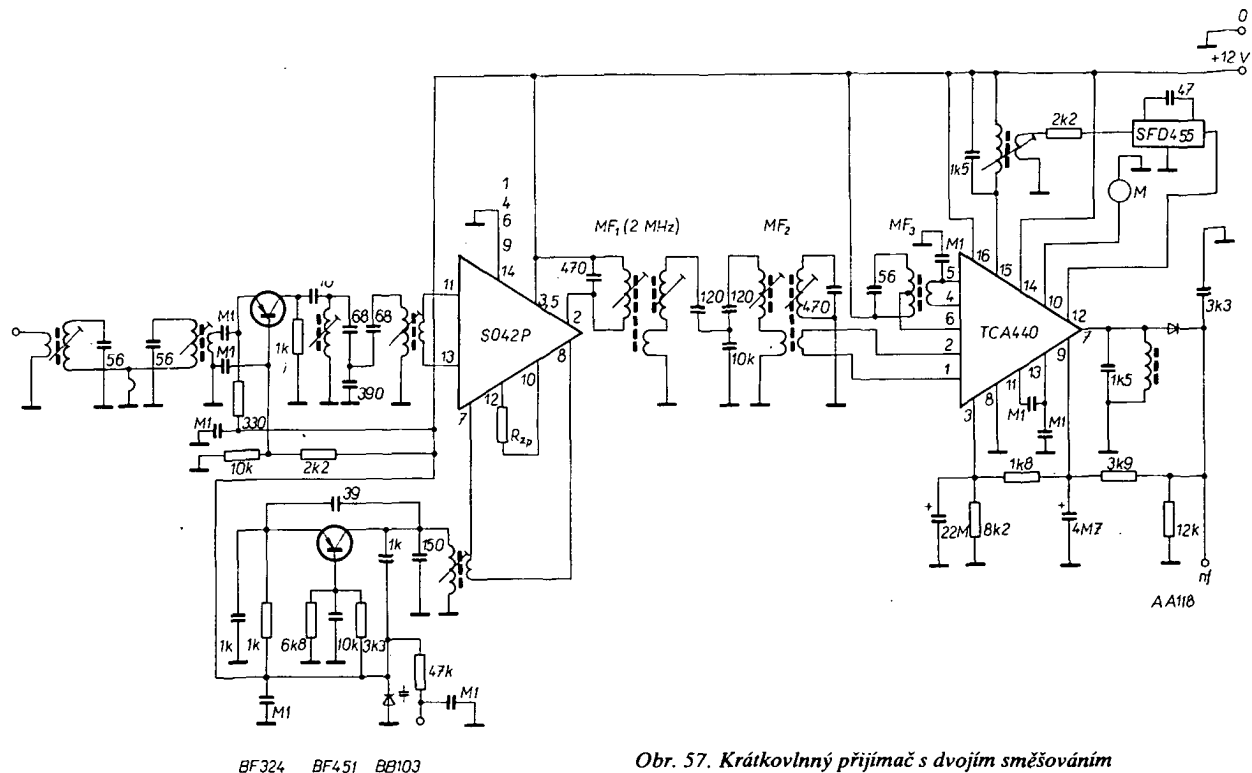
Siemens Schaltbeispiele 1975/76

### Středovlnný přijímač laděný varikapem

Integrovaný obvod ° TCA440 (A244 z NDR) je určen pro přijímač AM (obr. 56) s napájením ze sítě nebo z baterií. Vzhledem k jeho výborným vlastnostem může být mezivrcholové napětí na vstupu IO až 2,6 V, aniž by byl signál zkreslen. Multiplikativní směšovač pracuje v protitaktním zapojení, takže nežádoucí produkty jsou silně potlačeny. Oscilátor kmitá spolehlivě až do 30 MHz. Vf zesilovač a mf zesilovač mohou být regulovány, každý samostatně a celkový rozsah AVC je asi 100 dB. Pronikání mf kmitočtu na vstup je vzhledem k přísně symetrické stavbě celého obvodu vyloučeno. Napětí



Obr. 56. Středovlnný přijímač s TCA440 laděný varikapem



Obr. 57. Krátkovlnný přijímač s dvojím směšováním

AVC mf zesilovače je využito pro S-metr (vnitřní odpor asi 400  $\Omega$ , napětí až 600 mV).

Oproti zapojení na obr. 55 je k vývodu 16 (výstup směšovače) připojen detekční obvod, který je naladěný na 455 kHz. Usměrněné napětí je použito jako AVC pro vf zesilovač. V zapojení jsou tedy dva obvody AVC. Jeden řídí mf zesilovač a druhý vf předzesilovač.

Siemens Schaltbeispiele 1975/76.

#### Krátkovlnný přijímač s dvojím směšováním

Přijímače, které jsou na současném trhu, mají obvykle jeden krátkovlnný rozsah rozdělen do několika pásem, jednak laděný vstupní obvod a směšovač řízený napětím AVC. I když se použije pásmová propust, je dosažená selektivita ve srovnání a šířkou pásma krátkovlnných rozsahů malá. Proto nežádáné vysílání lze jen velmi těžko odladit a kromě toho vzniká v předzesilovači nebo v prvním směšovači křížová modulace. Regulace předzesilovače nepřináší žádné výhody a zesilovač se chová stejně, jako by tato regulace nebyla dokonale.

Použijeme-li k regulaci pásmo před prvním směšovačem, při příjmu slabého vysílání a současně přítomném silném vysílání v daném pásmu mizí slabý vysílání v šumu. Odvodíme-li regulaci z místa za mf obvodem, pak nevznikne žádné regulační napětí a rušivý vysílání přebudí předzesilovač a směšovač (vznikne křížová modulace). Zlepšovat selektivitu je obtížné, neboť jakost cívek je konečná. Jedinou cestou je zlepšit rozsah dynamiky zpracování signálu v předzesilovači a v prvním směšovači. Obvody přijímače s velkým rozsahem dynamiky zpracování signálu jsou na obr. 57.

Selektivita v daném pásmu je před prvním směšovačem určena dvěma pásmovými propustmi, které jsou od sebe odděleny neregulovaným tranzistorem BF324. Tento tranzistor pracuje v zapojení se společnou bází, čímž

je dosaženo velké odolnosti proti přebuzení a navíc vyrovnává i ztráty zisku, způsobené pásmovými propustmi. V prvním směšovači je použit IO SO42P. Vysokofrekvenční signál je přiveden na bázi tranzistorů zdrojů konstantního proudu a mezi emitory těchto tranzistorů je zapojen linearizační zpětnovazební odpor. Tento odpor určuje stupeň odolnosti směšovače oproti velkým signálům. Zpětnovazební odpor nesmí být velký, aby se nezvětšoval šum směšovače, jinak by bylo třeba zvětšit zesílení předzesilovače.

Napětí z odděleného oscilátoru je přivedeno do bází diferenčních zesilovačů směšovače. Tyto tranzistory pracují jako spínače a jsou odolné proti vzniku zkreslení. Za směšovačem je zapojen čtyřobvodový filtr jako první mf selektivní obvod. Jako druhý mf zesilovač a směšovač pracuje TCA440. Tranzistory BF324 a BF451 by bylo možno nahradit KF173 nebo KF525, SO42P dvěma MAA3006 a TCA440 obvodem A244 z NDR. Varikap BB103 můžeme nahradit KA213.

Siemens Schaltbeispiele 1975/76

#### Vstupní díl VKV s TDA1062 laděný varikapem

Hlavním cílem při vývoji TDA1062 bylo dosáhnout vlastností, které by splňovaly po-

žadavky, které jsou kladeny na rozhlasové přijímače vyšších jakostních skupin, napájených ze sítě nebo z autobaterie. Hlavní požadavky je možno shrnout do těchto bodů:

- odolnost proti vlivům velkých vstupních signálů a to i při velkém zesílení,
- použití varikapů,
- dodržení meze rušivých napětí,
- nízká výrobní cena.

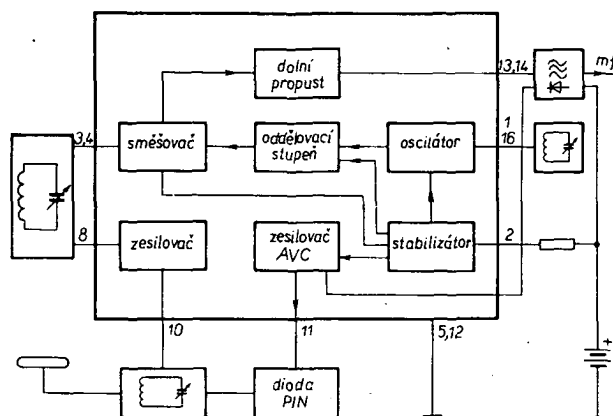
Z těchto požadavků vyplývají konkrétní obvodové vlastnosti, které musí přijímač splňovat, jako:

- vf předzesilovač a směšovač s velkým rozsahem dynamiky,
- stabilita oscilátoru vzhledem k vlivům vstupního signálu a při změnách napájecího napětí,
- řešit obvody na čipu tak, aby se vzájemně nerušily,
- zapojení musí redukovat „periferní“ vlivy, zejména vlivy způsobené použitím varikapů.

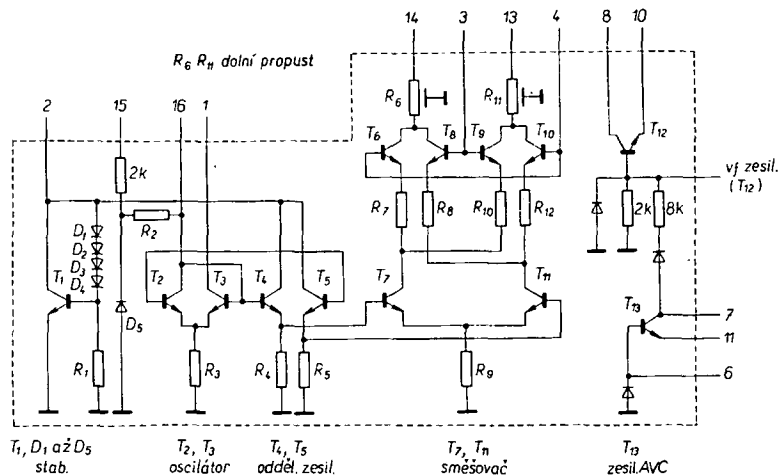
Požadovaným vlastnostem vyhovuje zapojení IO podle obr. 58. Podstatným znakem koncepce IO je:

a) vf předzesilovač je v zapojení se společnou bází s velkým kolektorovým proudem, aby se dosáhlo velké odolnosti vůči vlivu velkého vstupního signálu,

b) je použit protitaktní symetrický směšovač, aby byl vyloučen vliv přijímaného signálu na kmitočet oscilátoru,



Obr. 58. Blokové schéma IO TDA1062



Obr. 59. Vnitřní zapojení TDA1062

c) oscilátor má malý výstupní výkon, aby byly zmenšeny dynamické změny varikapů, použitých pro ladění,

d) pracovní body oscilátoru, oddělovacího zesilovače a směšovače jsou stabilizovány, aby byl redukován vliv napájecího napětí na kmitočet oscilátoru,

e) dolní propust na výstupu směšovače zmenšuje vyzářování rušivých signálů,

f) vf předzesilovač je stabilní a odolný proti nakmitávání,

g) je použit regulační zesilovač, určený k řízení diody PIN, která reguluje vstupní signál.

Na obr. 59 je vnitřní zapojení TDA1062, který lze až do kmitočtu 200 MHz použít i jako fázový usměrňovač, modulátor a konvertor.

Při návrhu celkové koncepce bylo přihlíženo zvláště k možnosti ladit obvody varikapů, které se dnes stále více používají. Aby bylo dosaženo zadaného cíle, bylo nutno vyzkoušet nové zapojení pro ovládání varikapů:

- zmenšit ladicí napětí, aby i při malém napájecím napětí (např. v přijímačích do auta) nebylo nutno použít měnič napětí,
- zjednodušit ladění jednotky a zmenšit požadavky na souběh varikapů.

Předpokládá se, že pro ladění budou použity varikapů s ochuzeným přechodem p-n. Technologie těchto varikapů je dnes již velmi dobře zvládnuta, takže lze velmi snadno dosáhnout souběhu mezi jednotlivými obvody. Použitá koncepce zapojení je na obr. 60. V zapojení je paralelně k laděným obvodům připojen kondenzátor s co nejmenší kapacitou (popř. stačí kapacita spojů, cívek). Obvody se sčítají nikoli obvykle používanými kapacitními trimry, ale změnou ladicího napětí trimry ( $P_1$ ,  $P_{11}$ ,  $P_{111}$ ). Tim je splněn požadavek „zmenšit potřebné ladicí napětí“. Trimry jsou zapojeny mezi běžec a zemní konec ladicího potenciometru, proto je vyloučen vliv jejich nastavení, zejména při příjmu na spodním konci přijímaného pásma. Je zřejmé, že není již potřebné žádné opětovné doladění. Tim je splněn i druhý požadavek.

Jak je zřejmé z obr. 60, je v podstatě možné použít pro dva laděné obvody jeden

dvojitý varikap, přičemž kapacitní doladění je pro oba obvody společné.

Hlavní předpoklady pro použití daného způsobu ladění jsou:

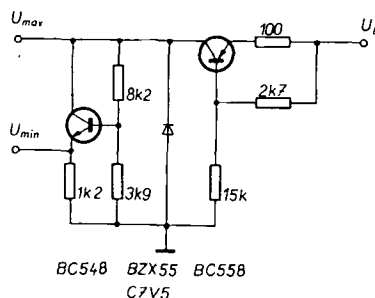
- malá paralelní (rozptylová) kapacita  $C_p$  vzhledem k celkové kapacitě,
- malá amplituda střídavého napětí na varikapech, aby nenastaly dynamické změny kapacity varikapu,
- kompenzace teplotní závislosti kapacity varikapů a dalších teplotně závislých součástek (kondenzátorů, odporů, cívek), aby byl vyloučen teplotní vliv ladicího napětí.

Předpoklad malé amplitudy střídavého napětí je v TDA1062 splněn, neboť i při malé úrovni oscilačního napětí je velký rozsah regulace zesílení.

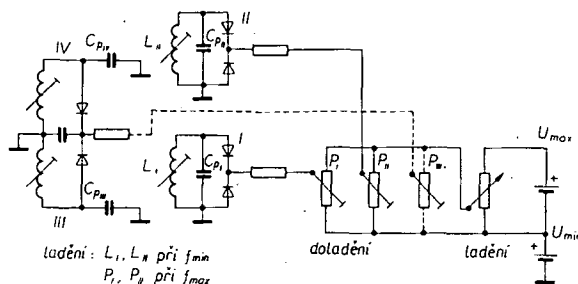
Při kompenzaci teplotní závislosti musí zejména stabilizátor ladicího napětí mít potřebný průběh teplotních změn. Takové zapojení lze realizovat v dalším integrovaném obvodu, který může plnit i další požadavky.

Na obr. 61 je zapojení jednoduchého stabilizátoru ladicího napětí, z něhož je odebráno minimální a maximální ladicí napětí s potřebným teplotním koeficientem, kterým se kompenzuje teplotní koeficient laděných obvodů.

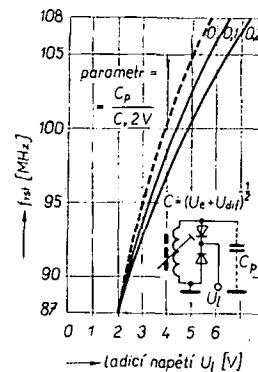
Vypočítaný a změněný průběh rezonančního kmitočtu na ladicím napětí při použití varikapů s ochuzeným přechodem p-n (BB104, BB204) je na obr. 62. Při použití



Obr. 61. Stabilizátor ladicího napětí



Obr. 60. Nový způsob ladění varikapů



Obr. 62. Závislost rezonančního kmitočtu na ladicím napětí

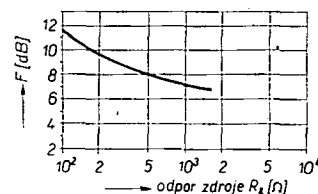
dvojitých varikapů BB204 a při použití TDA1062 je možno dosáhnout poměru  $C_p/C_{v(U_{max})} = 0,2$ .

Vf předzesilovač  $T_{12}$  (viz obr. 59) může pracovat jen v zapojení se společnou bází. Pracovní bod je nastaven děličem napětí  $2\text{ k}\Omega/8\text{ k}\Omega$ . Kolektorový proud je určen rovnicí:

$$I_c(T_{12}) = \frac{U_b - 4,8}{R_{7/15}} = 0,35\text{ mA},$$

kde  $U_b$  je napájecí napětí a odpor  $R_{7/15}$  je vnější odpor mezi vývody 7 a 15 IO.

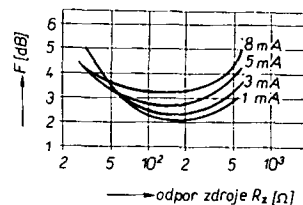
Šumové vlastnosti tranzistoru  $T_{12}$  při různých provozních podmínkách jsou na obr. 63. Šumové přizpůsobení má charakter volně navázané indukčně řízené impedance. Pro praxi z toho vyplývá, že vstupní obvod nesmí být navázan kapacitně.



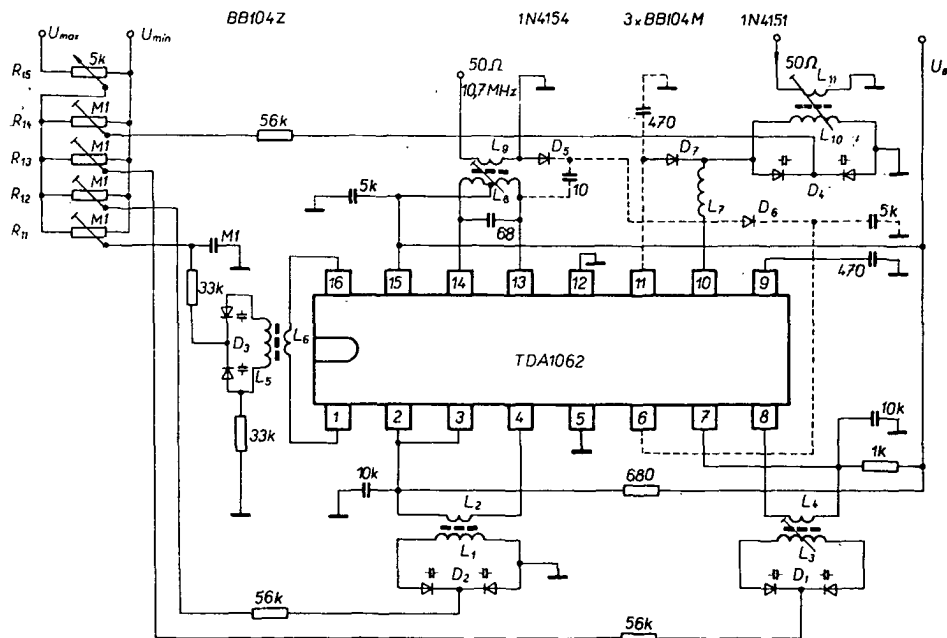
Obr. 63. Závislost šumového čísla na odporu zdroje vf předzesilovače

Pracovní bod směšovače je stabilizován proti změnám napájecího napětí vnitřním stabilizátorem a celkový proud směšovače je 10 mA. Napětí na vstupních svorkách (vývody 3 a 4) je nastaveno propojením s vývodem 2. Šumové vlastnosti směšovače jsou na obr. 64.

Na obr. 65 je zapojení vstupního dílu VKV, které využívá výše uvedeného způsobu ladění a regulace vstupního signálu diodou PIN. Regulační proud pro diodu PIN ( $D_7$ ) je získán usměrněním napětí mf kmitočtu diodami  $D_5$  a  $D_6$  z cívk  $L_8$ , které je přes vývod 6 přivedeno do vnitřního regulačního zesilovače, na jehož výstup (vývod 11) je dioda  $D_7$ .



Obr. 64. Závislost šumového čísla na odporu zdroje směšovače



Obr. 65. Zapojení jednotky VKV s TDA1062

připojena. Aby byl vykompenzován teplotní koeficient laděných obvodů při rezonanci, musí mít ladící napětí  $U_{\min}$  a  $U_{\max}$  kladný teplotní koeficient. Vstupní díl se na dolním kmitočtu ladí jádrem cívek a na horním kmitočtu odporovými trimry  $R_{11}$  až  $R_{14}$ . Opakované doladění již není potřebné. Aby byl oscilátor stabilní, musí být vazba mezi cívkami  $L_5$  a  $L_6$  co největší. Přetransformovaný rezonanční odpor mezi vývody 1 a 16 IO musí být větší než 0,8 k $\Omega$ . Aby byl omezen vliv vstupního signálu na oscilátor, je nutné, aby cívka oscilátoru byla umístěna v krytu.

#### Parametry vstupního dílu VKV s TDA1062

Měřeno při:  
 $t_{\text{okoli}} = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_B = 10\text{ V}$ ,  $f_{\text{vst}} = 95\text{ MHz}$ ,  
 $R_g = 50\ \Omega$ ,  $R_{\text{m}} = 50\ \Omega$ .

Odběr proudu ze zdroje: 30 mA.  
 Kmitočtový rozsah: 88 až 108 MHz.  
 Mf kmitočet: 10,7 MHz.  
 Ladící napětí: 2 až 7,5 V.  
 Výkonový zisk: 28 dB.  
 Šumové číslo: 6 dB.  
 Šířka pásma mf filtru: 0,5 MHz.  
 Šířka pásma vf obvodů: 1,7 MHz.

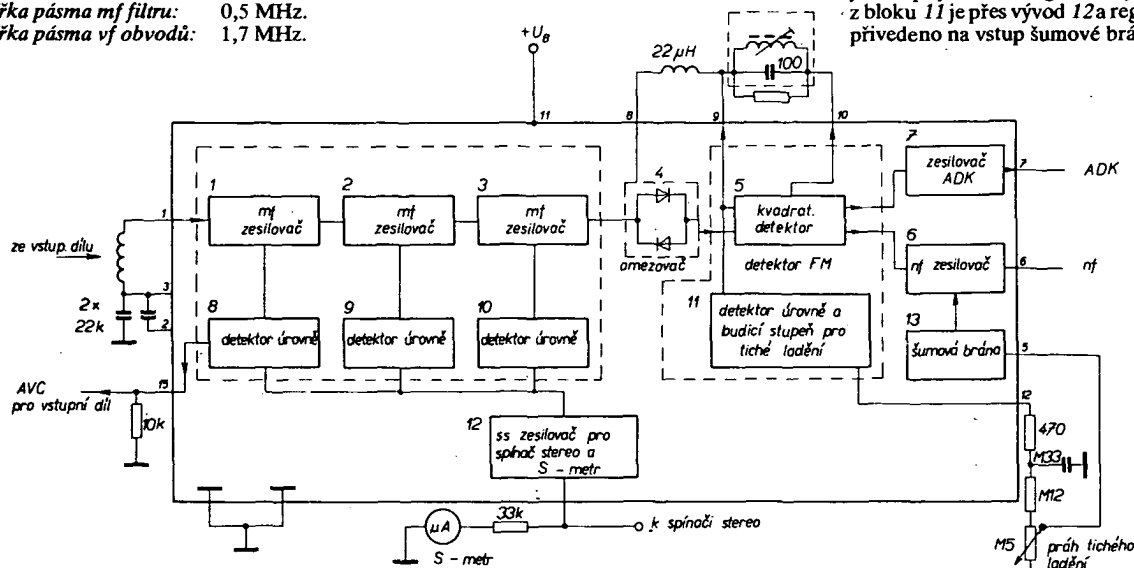
Zrcadlová selektivita: 80 dB.  
 Potlačení mf kmitočtu: 100 dB.  
 Potlačení kmitočtů  $f_{\text{vst}} + 1/2 f_{\text{mf}}$ : 90 dB.  
 Odchylka oscilátoru při 0 dB vstupního výkonu: 2 kHz.  
 Změna zesílení mezi 88 až 108 MHz: 1,5 dB.

Radiomentor elektronik č. 6/77  
 Firemní literatura Telefunken

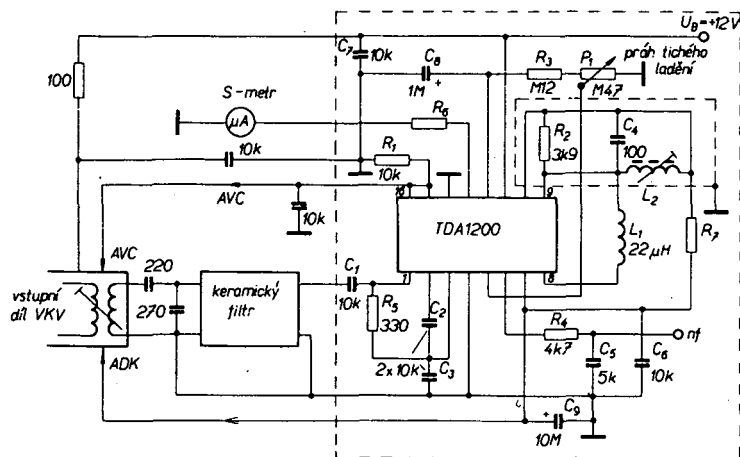
#### Mf zesilovač FM s pomocnými obvody

V současné době se kromě obvodů určených převážně pro zpracování zvukového doprovodu v TV přijímačích (např. TAA661, TBA120) vyrábí v zahraničí i několik typů obvodů, které jsou doplněny pomocnými obvody (např. šumovou branou, S-metrem, AVC), určených speciálně pro zpracování mf signálu v rozhlasových přijímačích VKV. Jedním z těchto obvodů je i obvod TDA1200, fy SGS (CA3089 fy

RCA), který má být vyráběn v MLR. Na obr. 66 je blokové schéma tohoto obvodu, který má 85 tranzistorů, 7 diod, 68 odporů a 14 kondenzátorů. Vstupní signál je zesílen a omezen třístupňovým mf zesilovačem a dále omezen dvěma antiparalelně zapojenými diodami (stupeň 4). Z výstupu diod je signál veden do kvadraturního demodulátoru (5), který zpracovává dva o  $180^\circ$  otočené signály. Na výstup demodulátoru je připojen jednak zesilovač ADK (7) a jednak zesilovač nf signálu (6). Stejnoseměrného napětí ADK je využito k doladění oscilátoru vstupního dílu. Mf signál je usměrňován čtyřmi úrovňovými detektory. Výstupní napětí z prvních tří detektorů (8, 9, 10) je sečteno a zesíleno stejnosměrným zesilovačem (12). Výstupní napětí z tohoto zesilovače je přivedeno jednak na S-metr a jednak je jím ovládán přepínač mono-stereo v dekóderu. Napětí AVC pro tuner je k dispozici jediné tehdy, je-li signál omezen již prvním mf zesilovačem (1). Čtvrtý detektor úrovně (11) analyzuje napětí na vstupu kvadraturního demodulátoru podle poměru signál-šum a vyhodnocuje jakost přijímaného signálu. Výstupní napětí z bloku 11 je přes vývod 12a regulační obvod přivedeno na vstup šumové brány (13). Bod

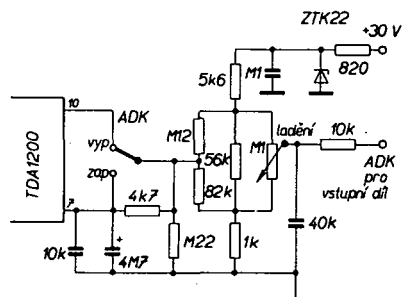


Obr. 66. Blokové schéma TDA1200 ( $\mu\text{A}3089\text{PC}$  v MLR)



Obr. 67. Mf zesilovač s TDA1200

nasazení šumové brány lze řídit potenciometrem. Nastavené napětí je přivedeno na vstup spínače šumové brány, který při slabém nebo žádném vstupním signálu uzavře nf zesilovač (6).



Obr. 68. Obvod ADK a ladění varikapu v jednotce VKV

Tento integrovaný obvod lze použít jak pro kvalitní rozhlasový přijímač, tak i pro amatérský přijímač pro pásmo 2 m. Na obr. 67 je zapojení jednoduchého mf zesilovače s TDA1200. Pro S-metr může být použit ručkový přístroj 50  $\mu$ A až 1 mA. (Maximální proud z vývodu 6 proti zemi je 3 mA.) Odpor  $R_7$  je závislý na použitém zapojení ADK ve vstupním dílu. Mezi vývod 7 a odpor  $R_7$  můžeme zapojit mikroampérmetr ( $\pm 200 \mu$ A), který pak indikuje „průchod“ kvadraturního detektoru nulou. Paralelně k mikroampérmetru musí být připojen keramický kondenzátor 22 nF. Detekční cívka je navržena tak, aby ji bylo možno naladit jak na kmitočet 10,7 MHz, tak na kmitočet 9 MHz. Odpor  $R_2$  a kondenzátor  $C_4$  (styroflex) jsou uvnitř krytu.

Kondenzátory  $C_8$ ,  $C_9$  jsou tantalové a ostatní jsou keramické. Vstupní citlivost mf zesilovače je velmi závislá na jakosti vf tlumivky  $L_1$  (měla by být asi 50). Tlumivky navinuté na malých odporech jsou nevhodné.

Touto tlumivkou, jejíž vlastní rezonance je mezi 20 až 25 MHz, můžeme zlepšit vstupní citlivost až o 10 dB; nahradíme-li ji kondenzátorem 12 pF, zvětší se vstupní citlivost o 6 dB, jak to vyplývá z tabulky.

Kmitočtový zdvih při $f_{mod} = 1$ kHz	Citlivost (efekt.) pro -3 dB před omezením		Nf efektivní napětí pro omezení bez odporu $R_2$	
	s $L_1$	s C	s $L_1$	s C
5 kHz			70 mV	88 mV
Amatérské pásmo				
25 kHz, 75 kHz	25 $\mu$ V	13 $\mu$ V	725 mV	725 mV
Rozhlasové pásmo			890 mV	890 mV

Na vstup tohoto mf dílu se připojuje vstupní díl VKV se ziskem 20 dB nebo více. Jsou-li v tomto vstupním dílu použity varikapy, které potřebují stabilní ladicí napětí, můžeme, avšak nemusíme varikapy řídit napětím ADK. Na obr. 68 je zapojení k získání stabilního ladicího napětí. Ladicí napětí je stabilizováno teplotně kompenzovanou Zenerovou diodou.

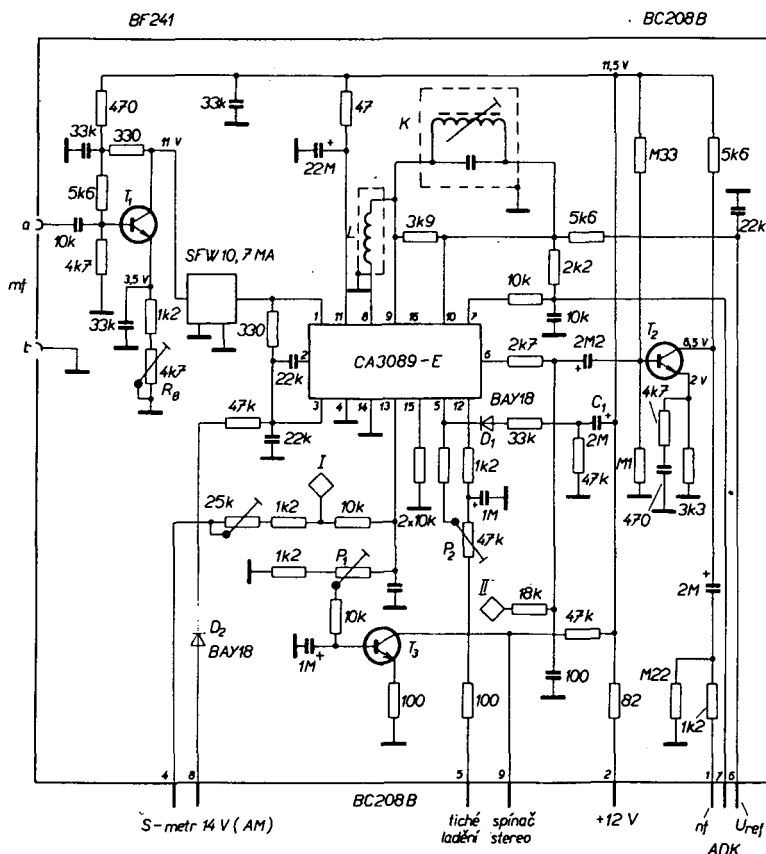
Selektivita je získána keramickým filtrem ( $R_{vst} = R_{vst} = 330 \Omega$ , obr. 67), zapojeným mezi výstup vstupního dílu VKV a vstup mf zesilovače, který je k výstupu vstupního dílu přizpůsoben kapacitním děličem napětí. Útlum filtru v propustném pásmu je 6 dB.

Na obr. 69 je zapojení mf dílu fy Görler 02381. Mf signál je přes vývody a-b přiveden na vstup aperiodického zesilovače  $T_1$ . Zesílený signál je přes čtyřobvodový keramický filtr přiveden na vstup CA3089E (TDA 1200). Fáze se o  $90^\circ$  (je to třeba pro funkci kvadraturního demodulátoru) posouvá cívkou L a obvodem K. Multiplexní signál je po zesílení tranzistorem  $T_2$  přiveden na vývod I. Mezi vývody 6-7 lze připojit (přes odporový trimr 10 k $\Omega$ ) mikroampérmetr (200  $\mu$ A), který indikuje průchod signálu nulou.

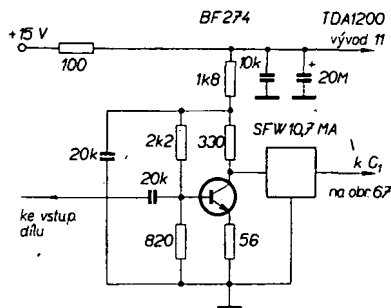
Aby byl potlačen šum při zapnutí, je přes diodu  $D_1$  přivedeno na vývod 5 IO kladné napětí, které zpozdí připojení nf napětí na výstup. Výstup je tak dlouho zablokovaný, odkud se nenabije kondenzátor  $C_1$ . Napětí pro S-metr je získáno ze součtového stupně (rozsah indikace je asi 60 dB).

Tranzistor  $T_3$  je zapojen jako spínač mono-stereo pro dekódér, který je řízen z výstupu S-metru, takže úroveň jeho sepnutí je závislá na přijímaném signálu. Na vývodu 9 je pak napětí 1,4 V. Odporovým trimrem  $P_1$  můžeme tuto úroveň měnit. Změnou kladného napětí na vývodu 5 IO můžeme měnit výstupní napětí na vývodu 6 IO. Na vývodu 12 IO je stejnosměrné napětí závislé na přijímaných šumech, kterého je využito pro automatickou šumovou bránu (signál vyveden na vývod 6 IO). Úroveň sepnutí šumové brány můžeme řídit potenciometrem  $P_2$ .

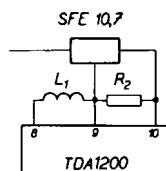
Amatérské přijímače pro pásmo 2 m musí mít oproti rozhlasovým přijímačům lepší citlivost i selektivitu. Proto je nf zesilovač z obr. 67 doplněn mf předzesilovačem, který má na výstupu keramický filtr SFW10, 7MA. Pro přizpůsobení je nutné, aby kolektorový odpor byl 330  $\Omega$ . Je-li emitorový odpor 56  $\Omega$ , má tranzistor zesílení 6. Zmenšením zpětné vazby v emitoru lze zesílení zvětšit na 10 až 20. Amatéri nahrazují keramické filtry krystalovými, které mají lepší selektivitu a menší šířku pásma (asi 20 až 25 kHz), vstupní a výstupní impedanci 500  $\Omega$ . V takovém případě je třeba kolektorový odpor na obr. 70 a odpor  $R_3$  na obr. 67 zvětšit na 500  $\Omega$ . Připojíme-li vstupní díl se ziskem 26 dB, pak citlivost přijímače je 0,1  $\mu$ V a k omezení dojde při 0,2  $\mu$ V.



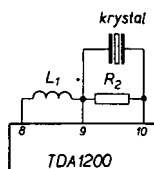
Obr. 69. Mf zesilovač Görler 02381



Obr. 70. Mf předzesilovač k TDA1200



Obr. 71. Detektor s keramickým filtrem

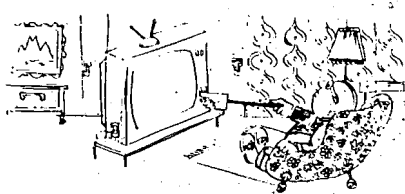


Obr. 72. Detektor s krystalem

V amatérských přijímačích se snažíme dosáhnout co nejlepšího poměru signál–šum, abychom mohli přijímat i velmi slabé signály. Při zdvihu 5 kHz je i výstupní nf napětí menší než při zdvihu 75 kHz. Aby i nf napětí bylo co největší, musí být S-křivka kvadraturního demodulátoru co nejširší, proto musí být jakost obvodu  $L_2$  co největší. Odpor 3,9 kΩ v obr. 69 se proto v amatérských přijímačích vypouští.

Maximální jakosti můžeme dosáhnout, nahradíme-li obvod  $L_2$  keramickým filtrem (obr. 71), nebo krystalem (obr. 72). Na obr. 71 lze vypustit odpor  $R_2$ . V obvodu s krystalem je tento odpor nutný, neboť i při zdvihu menším než 1 kHz by se mohla posouvat demodulační křivka. V obou případech musíme použít tlumivku  $L_1$ . Při použití krystalu nebo keramického filtru s demodulačním obvodu dojde ve spojení s cívkou  $L_1$  k posuvu jmenovitého kmitočtu krystalu nebo krystalového filtru. Připojíme-li mezi vývod 6 IO a zem odpor 27 kΩ, pak zapojení může pracovat již při 5 V.

Funkschau č. 9/75, firemní literatura Görler



## Různě aplikovaná elektronika

### Astabilní multivibrátor se střídou 1:1

V běžně zapojených astabilních multivibrátorech (s obvody TTL), zapojených podle obr. 73a, není možné dosáhnout střídly 1:1, protože je-li na výstupu A úroveň log. 0,

Obr. 73. Běžné a neobvyklé zapojení astabilního multivibrátoru

nabíjí se kondenzátor C proudem  $I_2 + I_1$ , a je-li na A úroveň log. 1, vybíjí se kondenzátor C proudem  $I_2 + I_1$ . Proud  $I_1 < I_2$ , a proto také jsou i různé doby nabití a vybití kondenzátoru. V obvodu na obr. 73b je proto zaveden proud  $I_3$ . Pak lze nastavit stejný proud při nabíjení i vybíjení kondenzátoru C a tím i střídou 1:1.

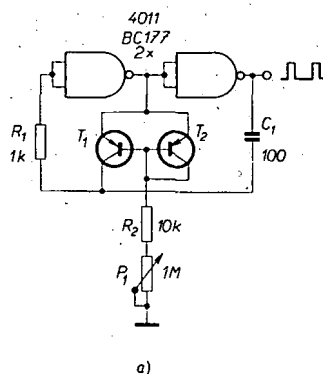
Elektronik č. 1/77

### Omezovač pro časovou základnu

Elektronické hodiny, některé čítače a podobné přístroje používají jako referenční normál síťový kmitočt 50 Hz. Obvod na obr. 74 tvaruje usměrněné napětí (50 nebo 100 Hz) na obdélníkovité impulsy s požadovanou strmostí hran. Na výstup tohoto obvodu je možné připojit dva vstupy obvodů TTL. Problémem však zůstává, jak potlačit rušivé impulsy, které jsou namodulovány na síťový kmitočt. U digitálních rušivých impulsů je možné použít buď Schmittův klopný obvod s hysterezi nebo monostabilní multivibrátor. V zapojení na obr. 74 jsou použity oba

Obr. 74. Omezovač pro časovou základnu měřících přístrojů

způsoby. Hystereze je nastavena odpory  $R_2$  a  $R_4$ . Kondenzátorem  $C_1$  je nastavena doba změny úrovně výstupního signálu z log. 0 na log. 1 nebo z log. 1 na log. 0. Na vstupu je zapojen dělič napětí, který zamezuje přebu-



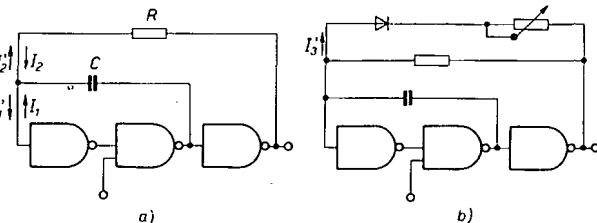
a)

zení invertoru. Potenciometr  $P_1$  musí být nastaven na co největší hodnotu, ale takovou, aby obvod správně pracoval. Špičkové vstupní napětí musí být větší (nebo minimálně stejné) než je napájecí napětí IO, které je 3 až 15 V. Při dvoucestném zapojení bude kapacita kondenzátoru  $C_1$  poloviční.

Elektronik č. 80

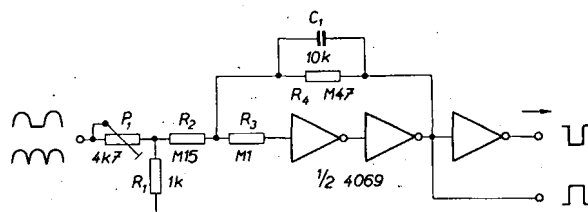
### Proudově řízený oscilátor

Na obr. 75a je zapojení proudem řízeného oscilátoru se dvěma hradly (nebo invertory)



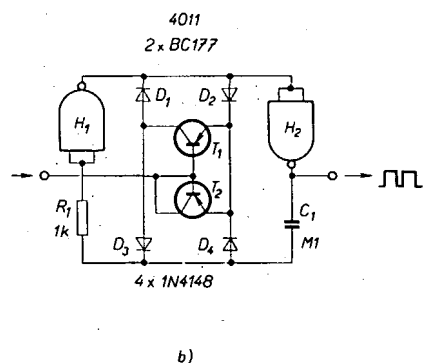
CMOS. Oscilátor je tvořen dvěma hradly NAND. Nabíjecí a vybíjecí odpor kondenzátoru  $C_1$  je nahrazen dvěma tranzistory p-n-p. Oběma tranzistory teče stejný proud, pokud mají oba stejné vlastnosti. Kondenzátor  $C_1$  se nabíje, je-li na výstupu  $H_2$  úroveň log. 1. Při vybíjení ( $N_2$  na log. 0) teče vybíjecí proud obráceným směrem přes  $T_1$  z kolektoru do emitoru a z emitoru do kolektoru.  $T_2$  je uzavřen tak dlouho, dokud jeho napájecí napětí není větší než 5 V. Při větším napájecím napětí dojde k lavinovému jevu a tranzistor  $T_2$  bude vodivý. S tranzistorem BC557A je možno při napájecím napětí 5 V měnit kmitočt od 4 do 100 kHz. Je zřejmé, že tranzistor  $T_2$  v zapojení podle obr. 75a je zapojen neobvyklým způsobem. Zapojení na obr. 75b je doplněno čtyřmi diodami. Oba tranzistory jsou zapojeny do diodového můstku, takže proud přes ně teče stále stejným směrem a ovlivňuje obě půlperiody. Má-li být oscilátor proudově řízen, musíme řídit z proměnného zdroje proudů báze obou tranzistorů. Zapojení s diodovým můstkem dává možnost použít i symetrické polovodiče, jako jsou např. fotodiody a fototranzistory.

Elektronik č. 79



### Klopný obvod s invertory R-S

Klopný obvod R-S používá obvykle dvě hradla NAND. Místo hradel je možno použít i invertor (viz obr. 76). Oproti klopnému



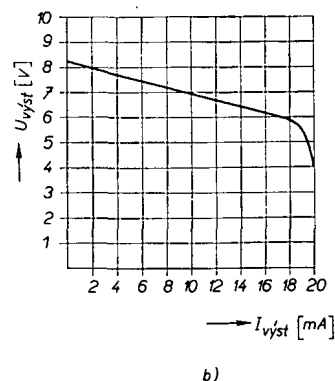
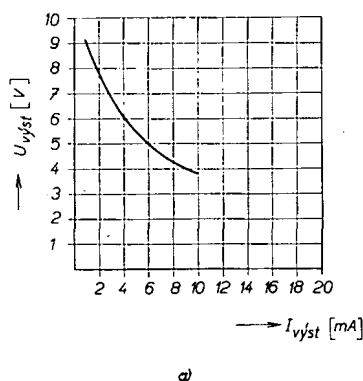
b)

Obr. 75. Dva proudem řízené oscilátory





*Firemní literatura RCA*



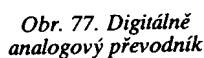
**Obr. 78. Měníče napětí s obvody TTL a jejich zatěžovací charakteristiky**

## Levný převodník D/A

Ze tří obvodů 4007, které jsou zapojeny jako čítače a z 28 odporů s přesností 1 % je možno zapojit velmi jakostní digitálně analogový převodník (viz obr. 77). Při použití principu R - 2R je možno použít stejné odpory. Chyba převodníku je při napájecím

## Posuvný registr

Posuvný registr na obr. 79 je vhodný tam, kde nevyžadujeme velkou rychlost posuvu informace. Rychlost posuvu není určena kmitočtem hodinového signálu, ale je dána



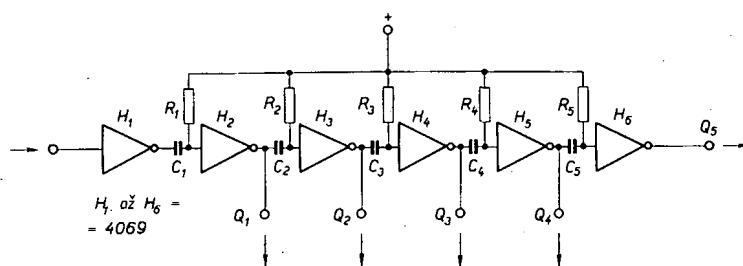
napětí 10 V jen  $\pm 5$  mV, což je čtvrtina hodnoty dosažené při nejnižším bitu. Doba potřebná k nastavení je 5  $\mu$ s. Napájecí napětí musí být velmi dobře stabilizováno. Obvod 4007 lze nahradit obvodem K176LP1 ze SSSR.

Elektronik č. 1/77

## Měniče napětí s obvody TTL

V zařízeních, v nichž jsou kromě obvodů TTL použity obvody MOS, potřebujeme kromě napětí +5 V (napájení obvodů TTL) i větší napětí k napájení obvodů MOS. Toto větší napětí lze získat měniči zapojenými podle obr. 78. Oba obvody dávají na výstupu při provozu naprázdno napětí 8,5 V. Pro odběr menší než 2 mA je vhodné zapojení na obr. 78 a. Zvlnění při proudu 2 mA je asi 10 mV (mezivrcholová hodnota). Větší proud je možno odebírat ze zapojení podle obr. 78b, u něhož je na výstupu zapojen dvojcestný usměrňovač. Při odběru 10 mA je výstupní napětí 7,5 V se zvlněním 15 mV. I tento druhý obvod musí být řízen obdélníkovými impulsy, získanými z jednoduchého multivibrátoru (H<sub>1</sub>, H<sub>2</sub> na obr. 78a).

*Elektor* č. 80

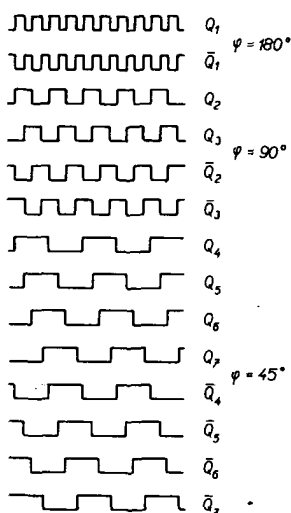
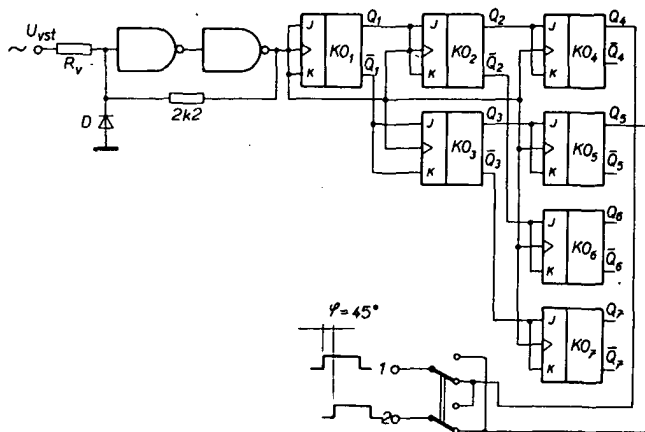


**Obr. 79. Posuvný registr**

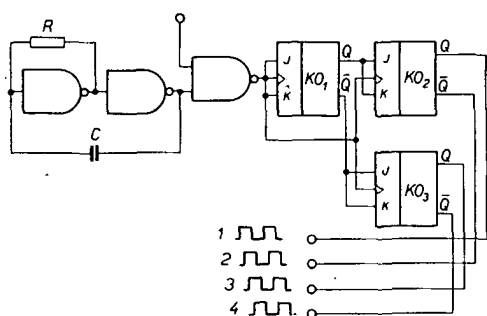
Mají-li kombinace RC různou časovou konstantu, jsou i šířky výstupních impulsů různé. Dokud je přenášena jedna jednoduchá informace, pracuje obvod bez problémů. Při větším počtu po sobě jdoucích impulsů musí být doba mezi dvěma impulsy delší než nejdelsí časová konstanta určená článkem RC. Počet informací, které mohou být zaznamenány posuvným registrem, je roven polovině stupňů registru.

### Fázový posuv obvodu TTL

Pomocí klopných obvodů J-K můžeme realizovat fázový posuv dvou nebo více signálů. Jeden klopný obvod řídí další dva, které řídí opět další čtyři, atd. Vstupní impuls je získáván ze širokopásmového generátoru, který generuje sinusové pulsuje výstupní napětí vysokého kmitočtu (až 10 MHz). Toto napětí je tvarováno Schmittovým klopným obvodem na obdélníkové impulsy (viz obr. 80). Odpor  $R_v$  musíme volit tak, aby  $R = R_g + R_v = 80 \text{ } \Omega$  až  $500 \text{ } \Omega$ . Odpor  $R = 80 \text{ } \Omega$  vychází z podmínky stability a  $R \approx 500 \text{ } \Omega$  vychází z podmínky hysterese při překlápění.  $R_g$  je vnitřní odpor širokopásmového generátoru. Kladné vstupní napětí nesmí být větší než  $5,5 \text{ V}$  při  $R < 1 \text{ k}\Omega$ . Dioda chrání hradlo proti větším záporným špičkovým napětím. Klopné obvody J-K jsou



Obr. 80. Fázový posuv klopnými obvody a impulsní diagram

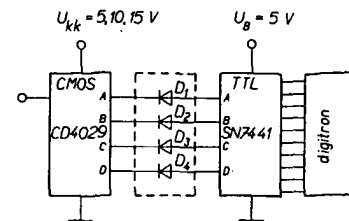
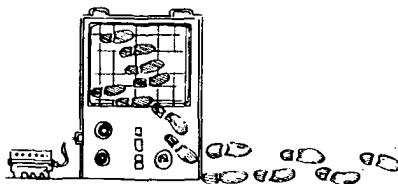


Obr. 81. Fázový posuv klopnými obvody a astabilní multi-vibrátor

na obr. 80. zapojeny jako děliče dvěma. To znamená, že při fázovém posuvu 90° je kmitočet impulsů 2,5 MHz a při fázovém posuvu 45° je kmitočet 1,25 MHz. Na obr. 81 je jako zdroj impulsů zapojen astabilní multivibrátor, kterým můžeme dosáhnout kmitočtu až 10 MHz. Odpor  $R$  můžeme měnit od 50 do 390  $\Omega$ , optimální je 280  $\Omega$ . Součástky můžeme pro  $f = 10$  MHz určit z rovnice

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Elektronika č. 79



Obr. 82. Interface CMOS-TTL

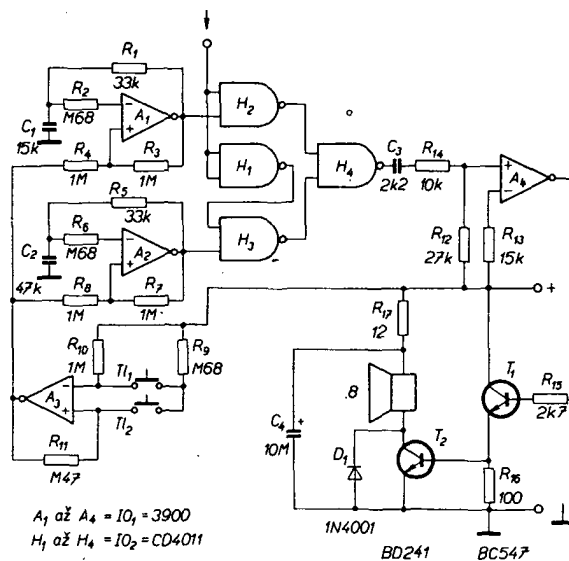
CMOS úroveň log. 0, diody jsou vodivé a proud teče do vstupů obvodu TTL. Výstupní proudová spínací charakteristika obvodů je velmi strmá, takže diodou teče jen velmi malý proud v propustném směru. Úbytek 6 V na diodě je malý pro specifikovanou úroveň log. 0 obvodu TTL. Diody musí mít větší závěrné napětí. Obvody CMOS lze napájet až 15 V.

Elektronika Design č. 8/76

### Zvukový tester logických úrovní

Časté otáčení hlavy od měřicího místa k měřicímu přístroji při sledování logických úrovní ve zkoušeném přístroji je velmi únavné. Tento pohyb si můžeme ušetřit, použijeme-li pro měření logických stavů zvukový tester z obr. 83. Tento tester při měření úrovní log. 0 reprodukuje nízký tón a při log. 1 vysoký tón, přičemž kmitočet tónů je závislý na kapacitě  $C_1$  a  $C_2$ .

Vstupní signál je přiveden na hradlo  $H_2$  a po inverzi i na hradlo  $H_3$ . Je-li na vstupu log. 1, je přes hradlo  $H_2$  k výstupu připojen oscilátor s operačním zesilovačem  $A_1$ , při log.



Obr. 83. Akustický tester logických stavů

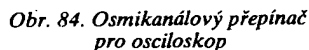
### Diodový interface mezi obvody CMOS a TTL

Obvykle se mezi výstup obvodů CMOS a vstup obvodů TTL jako interface zapojují tranzistory. Na obr. 82 jsou jako interface použity monolitické diody CA3039. Je-li na výstupu CMOS úroveň log. 1, jsou diody zavřeny a na vstupu obvodu TTL je rovněž úroveň log. 1. Je-li však na výstupu obvodu

0 je k výstupu připojen přes  $H_3$  oscilátor s operačním zesilovačem  $A_2$ . Tlačítka  $T_1$  a  $T_2$  můžeme činnost oscilátorů přerušit nebo je nastartovat. Operační zesilovač  $A_4$  vytváří z obdélníkovitého signálu hradla  $H_4$  úzký impuls, kterým jsou buzeny tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Z reproduktoru se ozve velmi čistý tón. Hlasitost tónu se může měnit změnou  $C_3$ ,  $R_{17}$ . Je-li zapojení použito jen pro měření obvodů TTL, můžeme pozici  $IO_2$  osadit pouzdrem 7400 a napájecí napětí bude 5 V. Při použití  $IO$  CD4011 je napájecí napětí 5 až 10 V a odebraný proud 4 až 10 mA.

Elektronika č. 79

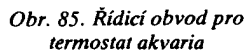
Při hledání závad v logických obvodech osciloskopem ulehčuje práci osmikanálový přepínač, jehož zapojení je na obr. 84. Invertoři  $H_1$ ,  $H_2$ ,  $H_3$  jsou zapojeny jako oscilátory, které generují hodinový signál (asi 16 MHz) pro čítač  $IO_2$ . Výstupy  $Q_A$ ,  $Q_B$ ,  $Q_C$  řídí jednak multiplexer  $IO_1$  a jednak přes invertoři  $H_4$  a  $H_5$  úroveň napětí na výstupu přepínače. Při každém stavu čítače připojí multiplexer  $IO_1$  jeden z osmi vstupních signálů na jeho výstup (vývod 5). Zde má úroveň výstupního napětí, které je závislé na stavu čítače, osm různých velikostí, a proto i na osciloskopu uvidíme 8 různých křivek. Přepínačem  $P_1$  můžeme volit počet zobrazených křivek.



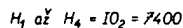
**Elektor č. 80**

Teplota vody bude měřena čidlem (termistor nebo dioda), které je na akvarium přilepeno z venkovní strany lepicí páskou. Výstupní napětí čidla je přivedeno na operační zesilovač OZ<sub>2</sub>, který je 10× zesílí a porovná s nastaveným napětím (závislý na nastavení P<sub>1</sub> a na fotoodporu). V operačním zesilovači OZ<sub>1</sub> je výstupní napětí z OZ<sub>2</sub> porovnáváno s napětím trojúhelníkovitého průběhu z OZ<sub>3</sub>. Na výstupu OZ<sub>1</sub> je pak obdélníkovitý signál, který spíná triak v závislosti na vstupním napětí na kratší nebo delší dobu. Potenciometrem P<sub>1</sub> nastavujeme žádanou teplotu. Fotoodporcem je řízena teplota vody podle toho, je-li den nebo noc (rozdíl asi 2 °C). Termostat (obr. 85) je spojen s obvodem na obr. 86 vazebním „optočlenem“, takže regulační obvod a čidlo jsou odděleny od sítě.

*Elektor č. 79*



Pomocné napájecí napětí max. 24 V získáme odporem  $R_1$  a diodami  $D_1$  a  $D_2$ . Dokud vede tranzistor  $T_3$ , vede i triak. K tomu dojde jen v čase (0,4 a 1,5 ms), nastaveném potenciometrem  $P_1$ , a to v době, kdy síťové napětí prochází nulou. Synchronizace je dosaženo zkratováním napětí báze na zem;  $T_3$  reaguje na kladnou,  $T_3$  a  $T_4$  na zápornou půlvlnu. Činnost triaku blokuje i tranzistor  $T_1$ ; tranzistor  $T_1$  je řízen optoelektronickým vazebním členem  $IO_1$ , který galvanicky odděluje vstup od sítě. Aby triak vedl, musí diodou optoelektronického vazebního členu téci



**B/4**  
**79** **Amatérské RADIO**

proud jen několik mA. Proud řídicí elektro-  
du triaku je závislý na šířce impulsu a na  
předřadném odporu  $R_1$ . Maximální spínací  
výkon je závislý na typu triaku. Při velmi  
malém odběru musí být triak ihned po  
skončení otevíracího impulsu uzavřen.  
*Elektr. č. 80*

### Tester reakční doby

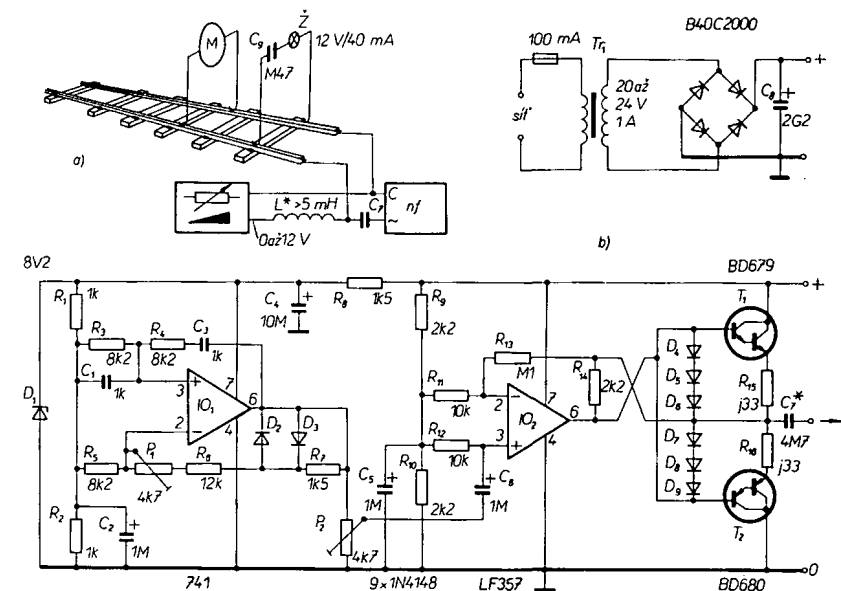
Testování reakční rychlosti není jen chví-  
lkovou zábavou, ale můžeme z něho činit  
závěry, jako např. ověřovat momentální  
schopnost řídit auto. Zapojení testeru je na  
obr. 87. Když stlačíme startovací tlačítko  $T_1$ ,  
spustí se astabilní multivibrátor ( $IO_1$ ), jehož  
impulsy jsou čítány čítačem  $IO_3$ . Svitlivé  
diody  $D_1$  až  $D_{10}$  se rozsvěčí rychle za sebou.  
Stiskne-li testovaná osoba tlačítko „stop“  
( $T_2$ ) astabilní multivibrátor se zablokuje  
a dekodérem buzená příslušná svítivá dioda  
svítí trvale. Potenciometrem  $P_1$  nastavíme  
kmitočet astabilního multivibrátoru tak, aby  
jeden impuls trval 10 ms. Pro nový test je  
tester připraven, vynulujeme-li ho tlačítkem  
 $T_3$ .

*Elektr. 79.*

### Startér zapalovacích svíček

V leteckých modelech bývá vestavěn spa-  
lovací motorek, který se startuje tzv. zapalo-  
vací svíčkou. Poměrně často se však zapalo-  
vací svíčka uspiní nebo zvlhne, takže motor  
nepracuje. Pak pomůže jen krátkodobé zvý-  
šení teploty svíčky, které ji očistí nebo vysuší.  
Obvod na obr. 88 využívá té skutečnosti, že  
žhavicí drát zapalovací svíčky má kladný  
tepelný součinitel.

Operační zesilovač  $IO_3$  generuje napětí  
trojúhelníkovitého průběhu s kmitočtem asi  
1 kHz. Napětí na kondenzátoru  $C_3$  se mění  
od 1/3 do 2/3 napájecího napětí. Při studené  
zapalovací svíčce je odpor jejího žhavicího  
drátu poměrně malý. Napětí na invertujícím  
vstupu  $IO_1$  bude větší, než napětí na neinvert-



Obr. 89. Osvětlení lokomotiv a vagonů modelové železnice

du. Tím se zabrání tomu, aby se při částeč-  
ném navlhnutí nebo zašpinění žhavicího drá-  
tu jeho čistá část „přepálila“.

Zvětšením proudu se zvýší teplota zapalo-  
vací svíčky a na žhavicím drátě ( $R_1$ ) se rychle  
zmenší napětí. Bude-li napětí na neinvertujícím  
vstupu větší než napětí na invertujícím  
vstupu ( $IO_1$ ), zvětší se i výstupní napětí  
přibližně 220krát vzhledem k rozdílovému  
vstupnímu napětí. Kondenzátor  $C_1$  se nabije;  
jak je zřejmé, kondenzátor  $C_1$  se vybíjí přes  
ručkové měřidlo. Jakmile bude napětí na ne-  
invertujícím vstupu  $IO_2$  větší než 1/3 napá-  
jecího napětí, přenesse se na výstup tohoto  
komparátoru napětí trojúhelníkovitého  
průběhu o kmitočtu 1 kHz z invertujícího  
vstupu. K tomu dojde tehdy, bude-li perioda  
pravoúhlého napětí na výstupu komparátoru

napětí, pak se bude výstupní napětí z  $IO_2$   
stále zvětšovat. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  se uzav-  
rou a proud zapalovací svíčkou nepoteče.

Během krátké „zapínací“ doby teče žhavi-  
cím drátem zapalovací svíčky proud obděl-  
kovitého průběhu, jehož perioda je závislá na  
teplotě zážehu. Při zašpinění nebo navlhle  
zapalovací svíčky probíhá tento děj pomaleji  
v závislosti na stupni znečištění, což je  
indikováno výchylkou ručkového měřidla.

Napětí na invertujícím vstupu  $IO_1$  může-  
me nastavit ( $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  a  $P_1$  tvoří můstek);  
na něm je závislý stupeň zapálení (konečná  
teplota) zapalovací svíčky.

Obvod na obr. 88 nastavujeme následov-  
ně: potenciometrem  $P_2$  vytvočíme na maximální  
odpor (pak můžeme zkratovat měřící pří-  
stroj). Potenciometrem  $P_1$  nastavíme poža-  
dovaný okamžik zapálení zapalovací svíčky;  
potenciometrem  $P_2$  pak nastavíme plnou  
výchylku měřidla při dosažení konečné tep-  
loty. Ofukováním zapalovací svíčky proudem  
vzduchu můžeme získat závislost mezi teplo-  
tou a výchylkou měřidla.

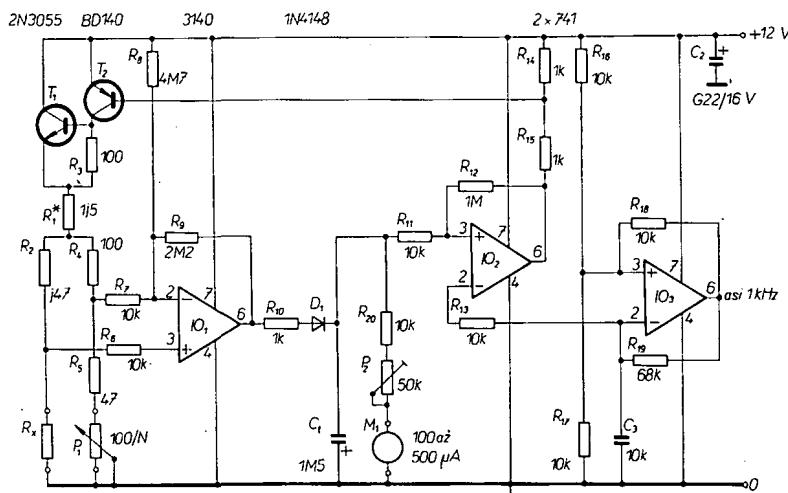
Jak již bylo poznamenáno, omezuje odpor  
 $R_1$  proud tekoucí žhavicím drátem zapalovací  
svíčky. Při odporu 1,5  $\Omega$  je tento proud 4 A.  
Je-li motorek letadla osazen tzv. studenými  
svíčkami, pak musíme odpor  $R_1$  zmenšit  
(např. na 1  $\Omega$ ). Protože různé typy zapalova-  
cích svíček se mezi sebou mohou lišit, musíme  
pro každý typ správně nastavit konečnou  
teplotu potenciometrem  $P_1$ . Označení poloh  
nastavení je nejen účelné, ale i nutné, neboť  
jinak se mohou zapalovací svíčky poškodit.  
Abychom tomu předešli, volíme odpor  $R_1$   
tak, že maximálního stupně zapálení je dosa-  
ženo tehdy, je-li potenciometr  $P_1$  „na do-  
razu“.

Tranzistor  $T_1$  musí být upevněn na chladí-  
či. Obvod můžeme napájet z autobaterie  
12 V do té doby, dokud se její napětí  
nezmenší pod 9 V.

*Elektr. č. 7/78*

### Osvětlení modelové železnice

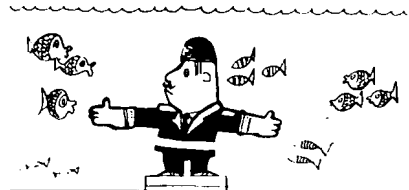
Obvod k osvětlování lokomotiv a vagonů  
na modelové železnici je obvykle připojen  
paralelně k obvodu motoru lokomotivy.  
Rychlost vláček řídíme většinou změnou  
napětí napájecího transformátoru. To má za  
následek, že osvětlení je závislé na rychlosti  
vláčky; když vláček zastaví, osvětlení zhasne.  
To ovšem neodpovídá skutečnosti. Osvětlení  
nezávislé na napájecím napětí pro motorek



Obr. 88. Startér zapalovacích svíček

tujícímu vstupu. Na výstupu  $IO_1$  a tudíž i na  
neinvertujícím vstupu  $IO_2$  bude malé napětí.  
Na invertující vstup  $IO_2$  je přes odpor  $R_1$   
přivedeno výstupní napětí z  $IO_3$ ; výstupní  
napětí  $IO_2$  je proto malé. Přes tranzistory  $T_1$   
a  $T_2$  teče proud do zapalovací svíčky a jeho  
velikost je omezena odporem  $R_1$ . Odpor  $R_1$   
se volí tak, aby byl maximální proud svíčkou  
roven dvojnásobku jejího jmenovitého prou-

(vývod 6  $IO_2$ ) závislá na velikosti napětí  
na kondenzátoru  $C_1$ . Se zvětšujícím se napě-  
tím na kondenzátoru  $C_1$  se perioda zkracuje;  
bude-li toto napětí větší než 2/3 napájecího



vláčku můžeme realizovat obvodem na obr. 89. Využívá se zde té skutečnosti, že stejnosměrný motorok pro střídavé napětí vyššího kmitočtu představuje relativně velkou impedanci. Střídavé napětí superponované na napětí stejnosměrné nemá tedy vliv na rychlost vláčku; střídavým napětím napájíme tedy jen osvětlení. Abychom provozní stejnosměrné napětí oddělili od žárovek, zapojíme do série s žárovkami kondenzátor. Z obr. 89a je zřejmý princip napájení osvětlení nezávislého na motorovém napětí. V přívodu regulačního transformátoru zařazená tlumivka odděluje střídavé napětí od stejnosměrné složky. Tlumivkou protéká relativně velký proud („motorový“), proto doporučuji použít podobnou tlumivku, jaká se používá do pasivních reproduktorových výhybek (vzduchová, drát velkého průřezu – podle proudu motoru).

Na obr. 89b je zapojení tónového generátoru a výkonového zesilovače. Generátor má maximální výstupní efektivní napětí 10 V a proud 1,5 A – to postačí k napájení asi 30 žárovek na modelové železnici. Sinusový oscilátor kmitá na kmitočtu asi 20 kHz (IO<sub>1</sub>). Zesílení je řízeno potenciometrem P<sub>1</sub> tak, aby na výstupu IO<sub>2</sub> bylo sinusové napětí. Potenciometrem P<sub>2</sub> nastavíme výstupní napětí; nastavení je optimální tehdy, nezmění-li se ani při zatížení tvar výstupního napětí. Kondenzátor C<sub>7</sub> je z plastické hmoty (MKM nebo MKH). Bipolární elektrolytický kondenzátor není pro tyto účely vhodný, neboť nepnese velké střídavé proudy.

Žárovky jsou, jak již bylo uvedeno, odděleny kondenzátorem; jako doporučená kapacita kondenzátoru je 0,5  $\mu\text{F}$  na žárovku. Je-li osvětlení vlačku složeno ze dvou paralelně zapojených žárovek, musíme použít kondenzátor s kapacitou 1  $\mu\text{F}$ . Rovněž zde musíme použít kondenzátory z plastických hmot. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  musí být chlazeny a zesilovač musí být odolný proti zkratu na výstupu.

**Elektor č. 91/78**

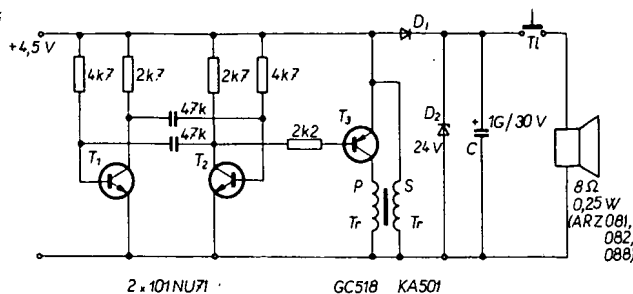
## Akustický varovný signál pro přejezdy modelové železnice

Pro zajištění železničních přejezdů na modelové železnici je zapotřebí zařízení, které napodobí signál „ting-ting-ting“. Řešením je použití elektronického obvodu na obr. 90. Oba operační zesilovače ( $IO_2$ ,  $IO_3$ ) tvoří oscilátor před nasazením kmitů, který je spouštěn astabilním multivibrátorem 555 ( $IO_1$ ). Na výstupu dostaneme exponenciálně dozívající sinusové kmitky s amplitudou 5 V, takže obvod na obr. 90 můžeme připojit k jakémukoli koncovému zesilovači.

Potenciometrem  $P_2$  řídíme sled akustických signálů tak, aby odpovídal skutečnosti. Sféru řídících impulsů pro oscilátor řídíme potenciometrem  $P_1$ . Odpor  $R_2$  ovlivňuje nasazení kmitů oscilátoru, kdežto kondenzátory  $C_3$  a  $C_4$  určují kmitočet oscilací. Chceme-li získat zvuk jiného charakteru, musíme tyto součástky změnit. Hlasitost signálu řídíme potenciometrem  $P_3$ .

*Elektor č. 92/78*

Obr. 91. Elektronická „blecha“



## Elektronická blecha

Na obr. 91 je velmi jednoduchá elektronická hračka, kterou pro zábavu menších i větších můžeme lehce sestavit ze součástek, které najdeme „na dně nejspodnějšího šuplíku“. Hrát může jedna nebo několik osob, je možné soutěžit, kdo nejdříve nebo nejčastěji zasáhne cíl, nebo komu skočí „blecha“ nejdelší apod.

Zařízení pracuje takto: tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  pracují jako astabilní multivibrátor s kmitočtem asi 1000 Hz (na přesnosti nezáleží). V rytmu tohoto kmitočtu se otevírá tranzistor  $T_3$ , jeho kolektorový odpor je tvořen primárním vinutím nějakého malého výstupního transformátoru z tranzistorového přijímače, nebo ho můžeme navinout na libovolné jádro: 20 až 50 z drátu o  $\varnothing$  asi 0,2 mm, sekundární vinutí asi 5 až 10krát více závitů drátu o  $\varnothing$  asi 0,1 mm. Na sekundárním vinutí se indikuje napětí, které usměrníme diodou  $D_1$  a tímto napětím nabijeme kondenzátor  $C$  s větší kapacitou. Aby se napětí nezvějšilo na nežádanou velikost, omezíme ho (asi na 24 V) Zenerovou diodou  $D_2$ .

K výstupu je připojen menší reproduktor s impedancí 4 až 8  $\Omega$ . Stiskneme-li tlačítko, naboj kondenzátoru C se intenzivně vybije přes cívku reproduktoru (je to dosti drastické použití reproduktoru) a membrána znatelně „poskočí“ – „blechu“, kterou jsme umístili do jejího středu, vyhodí na určitou vzdálenost. Pro tuto hru můžeme použít vyřazený reproduktor, který se pro nic jiného již nehodí.

Na střed membrány reproduktoru přilepíme popř.átkou a lehkou trubičku o  $\varnothing$  asi 20 mm z papíru, to bude startovací místo „blechy“ (pingpongový míček nebo podobný lehký předmět z pěnového polystyrénu apod.). Velikost a váhu „blechy“ musíme vyzkoušet podle použitého reproduktoru. Pak můžeme střílet do terče, na dálku apod.

*Le haut parleur č. 1558/1976*

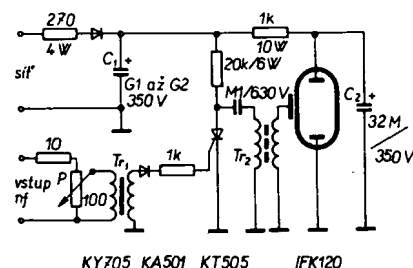
## Světelné varhany s elektronickým bleskem

Zařízení na obr. 92 se hodí jako doprovod k vystoupení hudební skupiny, zpěváků apod., méně již pro domácí použití – avšak jak již staří Římané říkali: *de gustibus non est disputandum* – není vyloučeno ani jiné použití.

Uvedené zapojení je jednokanálové, tj. výsledný jev závisí pouze na amplitudě řídicí-

ho signálu. Není ovšem vyloučena varianta, při níž je možné použít několik identických obvodů s tím, že do primární strany transformátoru  $Tr_1$  zařadíme filtr  $RC$  (bylo popsáno v různých návodech na barevnou hudbu). Záblesky se pak objeví v závislosti na signálu. Před výbojkami lze pak použít i barevné filtry.

Celé zařízení je jednoduché, napájíme ho přímo ze sítě. Usměrněným síťovým napětím nabíjime kondenzátor  $C_1$ , a kondenzátor  $C_2$  s podstatně menší kapacitou (výbojkový kondenzátor). Na kondenzátorech může být napětí maximálně 314 V, energie jednoho záblesku bude tedy asi 1,6 Ws. Protože záblesky nebudou stále „odpalovány“ s ma-



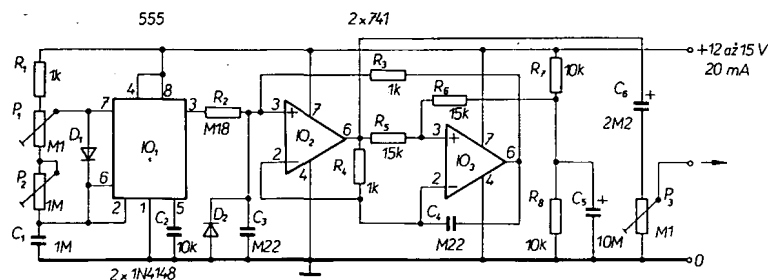
Obr. 92. Světelné varhany s elektronickým bleskem

ximálním možným kmitočtem, lze v zařízení použít výbojku IFK120, která tak není přetížena ani při trvalém provozu.

Signál ze zesilovače (magnetofonu, přijímače) přivádíme na oddělovací transformátor Tr<sub>1</sub>, který je navinut na libovolném feritovém (nebo železném) jádře, které může být i hrnčíkové. Primární vinutí má asi 100, sekundární asi 500 závitů, obě dráty o Ø asi 0,1 mm. Potenciometrem nastavíme požadovaný režim záblesků. Primární vinutí transformátoru dobře izolujeme, aby se na něj nemohlo dostat síťové napětí ze sekundárního vinutí. Řídící nf napětí ze vstupu usměrníme – získané napěťové impulsy řídí činnost tyristoru (tyristor vždy po příchodu impulsu odpálí výbojku).

Výbojkový transformátor Tr<sub>2</sub> je obvyklého provedení, primární vinutí má 10 závitů drátu o Ø 0,2 mm, sekundární vinutí 1000 z drátu o Ø 0,1 mm.

Protože pracujeme se síťovým napětím,  
musíme dbát na bezpečnost provozu!!  
*Funkschau č. 16/1972*



*Obr. 90. Akustický varovný signál pro příjezdy modelové železnice*

## Střelba se světlem

Pro nácvik střelby, při němž nepoužijeme náboje, ale světelný paprsek, je určeno zařízení podle obr. 93. Zvláštností tohoto přístroje je, že pracuje s velmi krátkým světelným zábleskem, protože světlo získáme v podstatě elektronickým bleskem, jak to

Zařízení se skládá ze tří částí: z napáječe (a), světelné pušky (b) a terče (c). Upozornění důrazně na to, že zařízení je vhodné pouze pro dospělé, kteří dovedou dodržet bezpečnostní pravidla pro práci se síťovým napětím; je třeba nejen důkladně izolovat všechny součástky, které se mohou dostat do styku s obsluhou, ale dbát i na správnou obsluhu zařízení.

Elektronický terč je na obr. 93c. Předním panelem kryjeme je skutečná terčová tabule, desítku vyznačujeme a místo ní umístíme vhodnou neprůhlednou černou trubku stejného průměru a délky asi 20 mm (aby boční paprsky nemohly dopadnout na fotoodpěr, který je umístěn na dně trubky). Dopadne-li

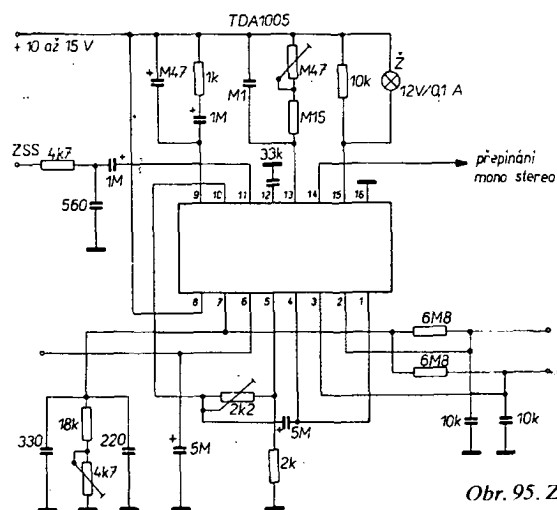
Zapalovací transformátor má jako primární vinutí 10 z drátu o  $\varnothing 0,2$  mm, jako sekundární 1000 z drátu o  $\varnothing 0,1$  mm. Je navinut na bakelitové cívce a vyvařen v parafínu nebo pod.

Elektronická hra podle obr. 94 může nahradit hry hlava-orel, lichá-sudá apod., tj. hry, které spočívají na dvou možných a náhodných stavech. Rozdíl mezi původními a elektronickou hrou je v tom, že v elektronice se nedá „fixlovat“ a „poopravit“ šestí.

ného obvodu a indikace. Dvě hradla z pouzdra MH7400 jsou zapojena jako astabilní multivibrátor, který kmitá na kmitočtu vyšším než 1000 Hz (na přesnosti nezáleží). Tento kmitočet řídí překlápění klopného obvodu ze zbylých dvou hradel pouzdra. Na výstupech klopného obvodu se střídavě objevuje log. 1 a log. 0. Úroveň log. 1 střídavě

V AR B3/79 bylo uvedeno zapojení integrovaného dekodéru TDA 1005 a jeden z možných způsobů zapojení. Zde je druhý.

Zapojení IO TDA 1005 s časovým dělením úplného ZSS je na obr. 95. V tomto zapojení jsou použity pouze odpory a kondenzátory, cívka odpadá. Vývod 4 je s vývodem 1 propojen přímo a úplný ZSS z vývodu 10 se na něj přivádí pouze přes kondenzátor 5  $\mu\text{F}$ . Správnou úroveň tohoto signálu a tím i minimální přeslechly lze nastavit odporovým trimrem 2,2 k $\Omega$ . Zapojení a činnost ostatních



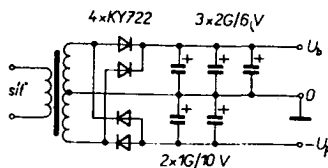
148

vými kmitočty je velmi malé v celém kmitočtovém rozsahu. Na kmitočtu 1 kHz se zkreslení pohybuje okolo 0,25 %. Oddělení kanálů v zapojení s časovým dělením je 45 dB, u kmitočtového dělení 50 dB. Signály 19 kHz a 38 kHz na výstupu jsou potlačeny u obou typů zapojení v rozmezí od 35 dB do 45 dB. Napájecí napětí je 10 až 18 V, proud indikační žárovky může být až 0,2 A.

### Převodník BCD/7 segmentů

Poměrně jednoduchý a levný převodník kódu BCD/7 segmentů lze realizovat zapojením podle obr. 96. V zapojení lze použít výprodejní tranzistory GS501, GS502 (v prodejně v Praze v Myslíkově ulici kus za tři koruny). Tranzistor je však třeba rozřadit podle zesilovacích činitelů a na jednotlivých pozicích zapojení použít typy se zesilením, které je uvedeno v obrázku. Odpory  $R_1$ ,  $R_2$ , a  $R_3$  se zvolí podle typu „displeje“, tj. podle jeho napájecího napětí tak, aby jimi protékal proud asi 2 mA. Tak lze dosáhnout spínacího proudu 50 mA při úbytku napětí menším než 1 V.

Tranzistor  $T_{10}$  je určen pro indikátor přeplnění nebo pro desetinnou čárku. Vstupní invertory jsem nepoužil, protože obvod MH7475, pro který je převodník navržen, má i negované výstupy.



Obr. 97. Zdroj pro napájení pětímístného displeje se žárovkami

Při použití „displeje“ se žárovkami je vhodné žárovky předžhavit ze zdroje záporného napětí, neboť se tím omezí proudové nárazy při sepnutí žárovky (studené vlákno žárovky má několikrát menší odpor, než vlákno rozsvícené žárovky) a zmenší se zatížení spínacích obvodů.

Zapojení bylo ověřeno se žárovkami 12 V/0,1 A při napájecím napětí  $U_b = 6$  V,

předžhvací napětí  $U_p$  bylo  $-7$  V, odpory  $R_1$  až  $R_3$  byly  $2,7$  k $\Omega$  a odpory  $R_4 = 270 \Omega/0,5$  W.

Vhodný zdroj napájecího napětí k napájení pětímístného displeje je na obr. 97. Odběr proudu při pěti svítících jedničkách je asi 1,9 A, při pěti osmičkách 2,3 A. Zdroj se nesmí zapínat bez zátěže, neboť jeho výstupní napětí naprázdno (asi 11 V) by mohlo poškodit elektrolytické kondenzátory, které jsou na 6 V. Efektivní napětí na sekundárním vinutí síťového transformátoru je  $2 \times 7$  V.

Závěrem upozorňuji na to, že je třeba vybírat i žárovky pro displej, neboť i když použijeme žárovky stejného typu, mohou se jednotlivé kusy z různých výrobních sérií dosti lišit, pokud jde o jejich svítivost.

Antonín Ďuriš

## Konstrukční část

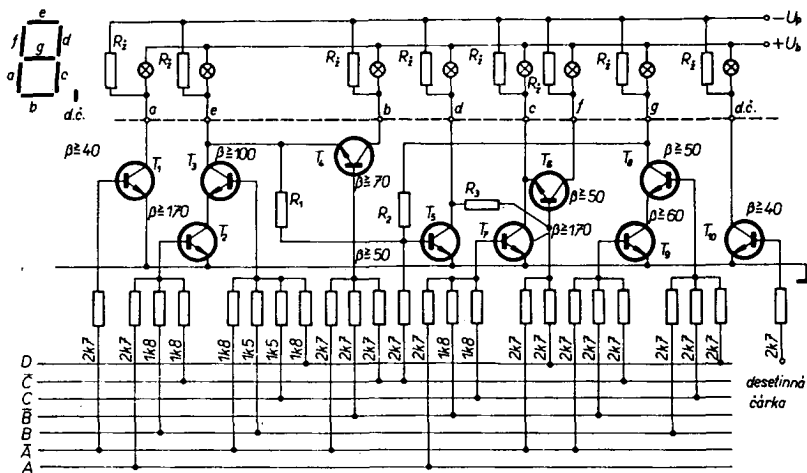
### Stereofonní přijímač VKV s automatickým laděním – KIT 78

#### Základní koncepce přijímače KIT 78

Přijímač KIT 78 je navržen jako druhý stereofonní přijímač VKV pro domácnost. Vzhledem k použitým integrovaným obvodům v nízkofrekvenční části nesplňuje požadavky na přijímač třídy Hi-Fi, požadované normou DIN 45 500. Vysokofrekvenční část spolu se stereofonním dekodérem požadavky této normy splňuje.

Při volbě zapojení přijímače bylo přihlédnuto k požadavku dosáhnout co největší citlivosti a odolnosti vůči intermodulačnímu zkreslení a křížové modulaci. Vzhledem k tomu, že přijímač KIT 78 je průběžně laděn od pásma OIRT do pásma CCIR, je nutné na vstupu jednotky VKV použít laděný obvod. Od tohoto vstupního obvodu požadujeme určitou selektivitu a přizpůsobení k anténě. Mezi vysokofrekvenčním předzesilovačem a směšovačem je zapojena pásmová laděná propust, která by měla mít co největší činitel jakosti, abychom dosáhli co nejúžšího pásma a z toho vyplývajícího maximálního potlačení křížové modulace a signálů zrcadlových kmitočtů. Zároveň tím omezíme pronikání oscilačního napětí od antény.

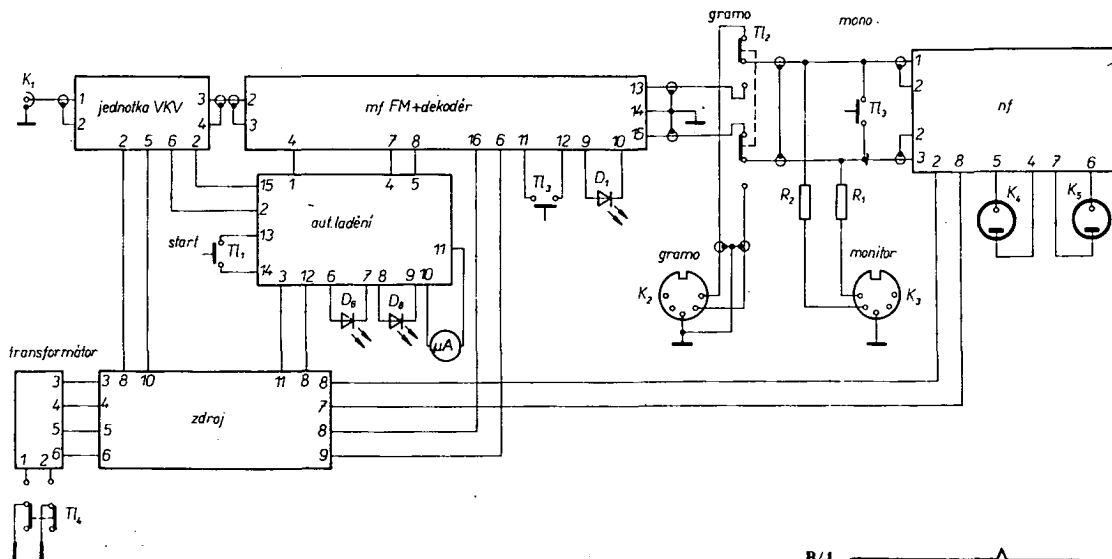
Dalším požadavkem, který se snažíme splnit, je odolnost vůči silným signálům, aby je varikapy „neusměrňovaly“ a tímto stejnosměrným napětím nebyly rozladovány ladě-



Obr. 96. Převodník BCD/7 segmentů se žárovkami. Použité součástky viz text

### Nezapomeňte na KONKURS AR-TESLA,

jehož uzávěrka je 15. září 1979. Podmínky a všechny další potřebné údaje byly uvedeny v AR A2/79 na str. 45.



Obr. 1. Blokové a montážní schéma přijímače KIT 78



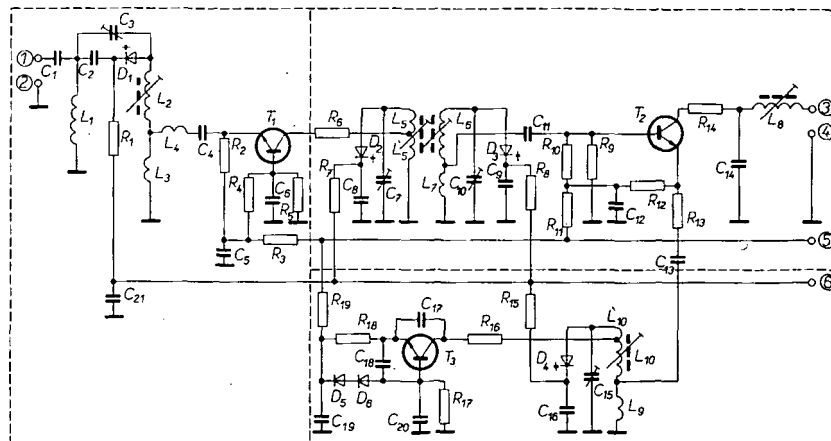
né obvody. Tento požadavek je možno splnit použitím vhodného tranzistoru ve vysokofrekvenčním předzesilovači, volbou ladicího napětí a použitím odděleného směšovače a oscilátoru.

Na základě tohoto rozboru jsem se rozhodl použít jednotku VKV z tuneru KIT 74, která všechny výše uvedené požadavky splňuje [1].

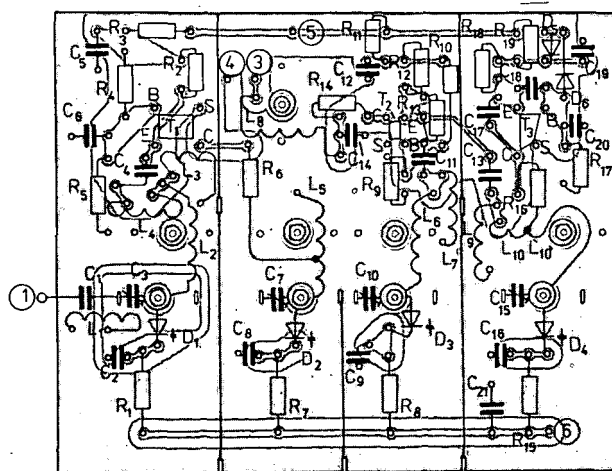
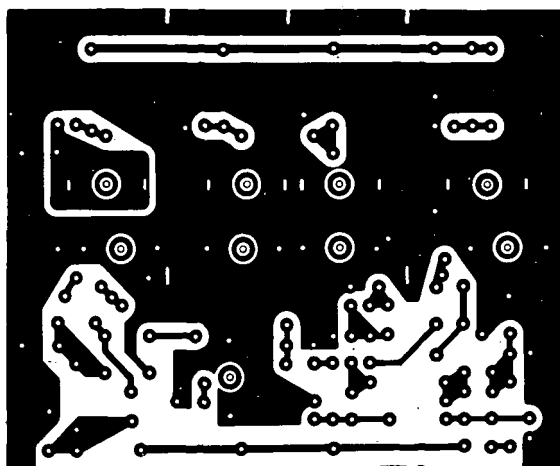
Za jednotkou VKV je zapojen mezifrekvenční zesilovač, který rovněž ovlivňuje jakost přijímače. Především musí mít vhodnou šířku pásma, aby přenesl bez zkreslení stereofonní signál. Šířka pásma v přijímači KIT 78 je dána šířkou pásma použitých keramických filtrů. Při vývoji tohoto mezifrekvenčního zesilovače byl sledován požadavek, aby při poměru signál/šum 26 dB již tento zesilovač limitoval. Jako zesilovací prvky byly použity integrované obvody MAA661 a tranzistor KF173. Zisk mezifrekvenčního zesilovače by měl být 100 až 120 dB. Na výstupu mf zesilovače je připojen obvod šumové brány, který byl až na malé změny (místo obvodu LC byl použit aktivní filtr RC) převzat z tuneru KIT 74 [1].

Dalším obvodem, který určuje kvalitu stereofonního přijímače, je stereofonní dekodér. V přijímači KIT 78 byl použit integro-

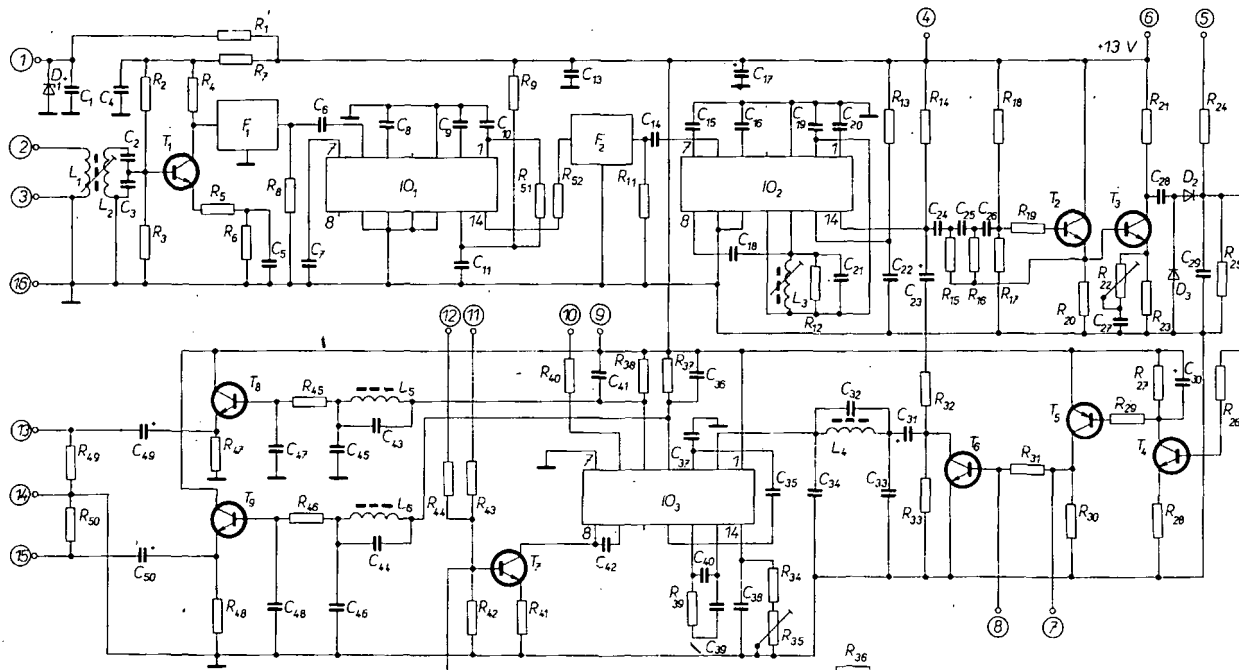
vaný obvod A290 z NDR (ekvivalent MC1310). Tento dekodér pracuje s fázovým závěsem PLL, takže veškeré změny součás-



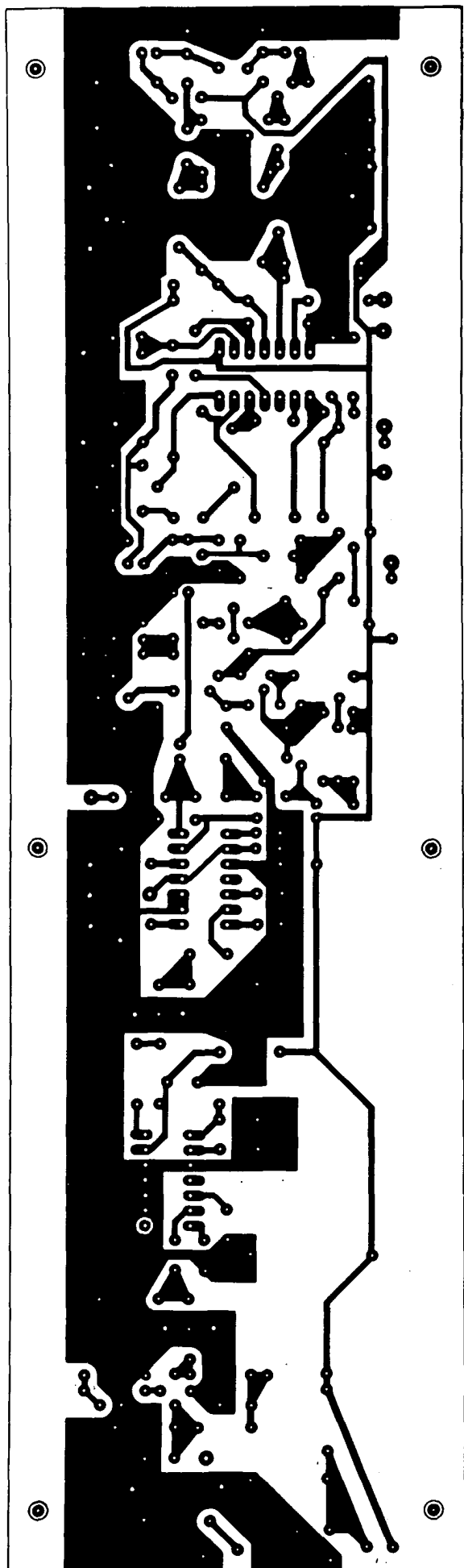
Obr. 2. Zapojení jednotky VKV



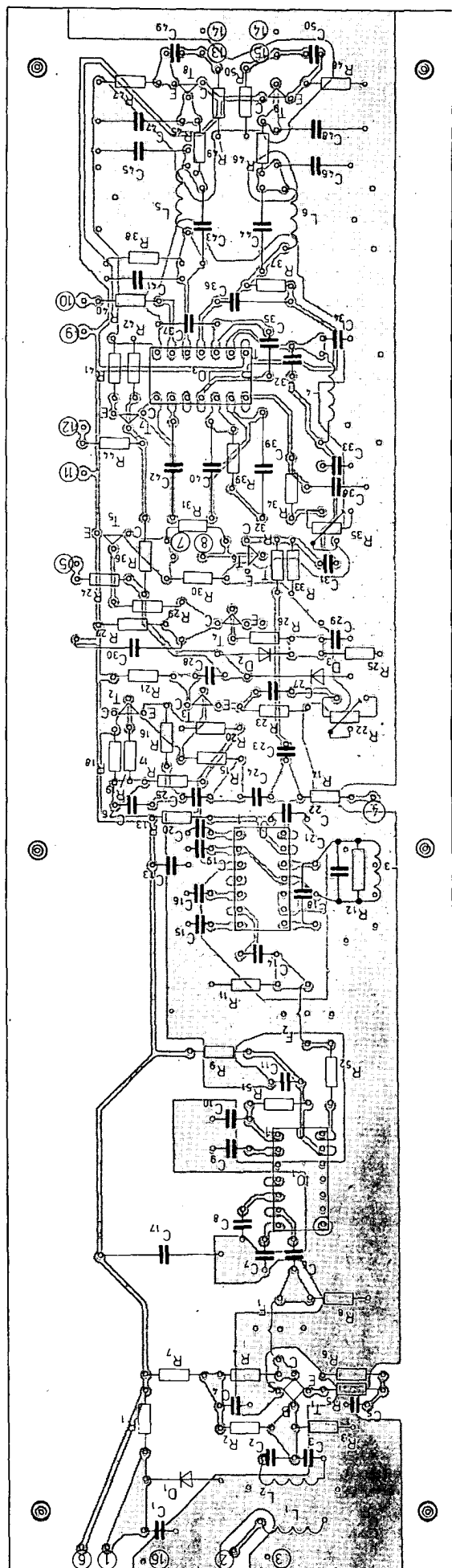
Obr. 3. Deska s plošnými spoji a rozložení součástek jednotky VKV (deska N229)



Obr. 4. Zapojení mf zesilovače, obvodu šumové brány a stereofonního dekodéru



Obr. 5. Deska s plošnými spoji N230 a rozložení součástek z obr. 4



tek, ať už s teplotou nebo stárnutím, jsou touto smyčkou vykompenzovány. Jeho další výhodou je snadná nastavitelnost bez použití stereofonního kodéru.

Za stereofonním dekodérem je přes tlačítko „Gramo“ a „Mono“ připojen nízkofrekvenční zesilovač s tónovými korekcemi.

K naladění vysíláče je použit obvod automatického ladění [1] s vyklíčováním mezí pásma.

Celý přijímač je napájen z jednoduchého zdroje. Napětí pro nf zesilovač není stabilizováno, kdežto napětí pro ostatní části je stabilizováno integrovanými obvody. Napájecí napětí pro automatické ladění je stabilizováno zvláštním integrovaným obvodem.

Blokové a montážní schéma přijímače KIT 78 je na obr. 1.

## Technické parametry přijímače KIT 78

### Kmitočtový rozsah:

65,5 až 73, 88 až 104 MHz.

Citlivost pro poměr s/š 26 dB: < 2  $\mu$ V.

Šířka pásma: 180 kHz.

Přeslech mezi kanály na kmitočtu 1 kHz: > 35 dB.

Potlačení AM: > 40 dB.

Výstupní výkon: 2  $\times$  4 W na impedanci 4  $\Omega$ .

Počet IO: 7.

Počet tranzistorů: 27.

## Vstupní jednotka VKV

Z anténního konektoru je vstupní signál přiveden (obr. 2) přes kondenzátor  $C_1$  na laděný vstupní obvod  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  a  $D_1$ . Cívka  $L_1$  slouží jako anténní vazební cívka. Z laděného vstupního obvodu je signál přes cívku  $L_4$ , která při správném nastavení zmenšuje šum jednotky VKV, a kondenzátor  $C_4$  veden do emitoru vysokofrekvenčního předzesilovače  $T_1$ , pracujícího v zapojení se společnouází. Do kolektoru tranzistoru  $T_1$  je přes odpor  $R_6$  (zabraňuje zakmitávání v předzesilovači a zlepšuje stabilitu zapojení) připojeno primární vinutí pásmové propusti  $L_5$ ,  $L'_5$  a obvod s  $D_2$ ,  $C_7$  a  $C_8$ . Sekundární vinutí pásmové propusti  $L_6$ ,  $L'_6$  a obvod  $C_{10}$ ,  $C_9$  a  $D_3$  jsou indukčně vázány s primárním vinutím pásmové propusti. Z cívky  $L_7$  je zesílený vstupní signál přes kondenzátor  $C_{11}$  přiveden do báze směšovače  $T_2$ . Do jeho emitoru je přiveden signál z oscilátoru  $T_3$  přes kondenzátor  $C_{13}$  a odpor  $R_{13}$  (linearizuje průběh oscilačního napětí). Směšovač  $T_2$  pracuje pro vstupní signál v zapojení se společným emitorem a pro oscilační signál v zapojení se společnouází. Do kolektoru tranzistoru  $T_2$  je přes odpor  $R_{14}$  připojeno primární vinutí mezifrekvenční pásmové propusti  $L_8$  a  $C_{14}$ .

Oscilátor  $T_3$  pracuje v zapojení se společnouází a zpětná vazba mezi emitorem a kolektorem  $T_3$  je kapacitní (kondenzátor  $C_{17}$ ). Kondenzátor  $C_{18}$  zlepšuje stabilitu namkmitaného napětí. Kolektor  $T_3$  je přes odpor  $R_{16}$  připojen na odbočku oscilačního obvodu  $L_{10}$ ,  $L'_{10}$ ,  $L_9$ ,  $C_{15}$ ,  $C_{16}$ ,  $D_4$ . Oscilační napětí pro směšovač se odebírá z cívky  $L_9$ . Diody  $D_5$ ,  $D_6$  kompenzují teplotně oscilátor. Diody lze nahradit odporem.

Jednotka VKV je uzavřena v plechové krabici. Vývody pro anténu, napájecí napětí a ladící napětí jsou zhotoveny ze skleněných průchodek. Mf signál je veden z jednotky VKV souosým kabelem, jehož stínění musí být spojeno s příslušným místem na desce s plošnými spoji a nikoli s krabičkou. Jinak vzniká možnost pronikání krátkovlnných stanic na vstup mf zesilovače.

Zapojení jednotky VKV je na obr. 2 a deska s plošnými spoji s rozmístěním součástek na obr. 3.

## Mezifrekvenční zesilovač

Z výstupu jednotky VKV je mezifrekvenční signál přiveden přes obvod  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_2$  a  $C_3$  do báze tranzistoru  $T_1$ , který zesílí signál asi 15  $\times$ . Zesílení je přibližně určeno poměrem odporů  $R_4$  a  $R_5$ . Do kolektoru  $T_1$  je zapojen keramický filtr. Odpory  $R_4$  a  $R_5$  jsou voleny tak, aby filtr byl přizpůsoben jak na vstup, tak i na výstup. Přes kondenzátor  $C_6$  je filtr připojen na vstup integrovaného obvodu  $IO_1$ . V integrovaném obvodu  $IO_1$  je pro zesílení signálu využit i detekční obvod, který je však nutno „rozsázit“, aby nedocházelo k detekci (je uzemněn vývod 12  $IO_1$ ).

Odpor  $R_{51}$  zvětšuje šířku přenášeného pásma. Kondenzátor  $C_{10}$  musí mít malou kapacitu (asi 100 pF), aby mohl být přenesen nezkresleně úplný stereofonní signál. Druhý mf filtr je k výstupu  $IO_1$  přizpůsoben odporem  $R_{52}$ . Odpor  $R_{11}$  slouží jednak jako zakončovací impedance filtru  $F_2$  a jednak zabraňuje rozkmitání integrovaného obvodu  $IO_2$ .  $IO_2$  je zapojen jako omezovací zesilovač a koincidenční detektor. Požadovaný fázový posuv 90° je dosažen kondenzátorem  $C_{18}$ . Na vývodu 14  $IO_2$  je k dispozici detekovaný, nízkofrekvenční signál a napětí pro ADK. Na tento vývod je připojen obvod šumové brány, stereofonní dekodér a obvod automatického ladění přes odpor  $R_{14}$ .

## Obvod šumové brány

Při špatně vyladěném nebo slabém vysíláči bude na vývodu 14  $IO_2$  šumové napětí, které užijeme k řízení obvodu šumové brány. Signál šumu obsahuje spektrum kmitočtů nad 100 kHz, které odfiltrujeme horní propustí  $C_{24}$ ,  $C_{25}$ ,  $C_{26}$ ,  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  paralelně s  $R_{18}$  a  $T_2$ . Tranzistor  $T_2$  je zapojen jako emitorový sledovač, abychom dosáhli impedance přizpůsobení horní propusti a abychom nezatížili výstupní obvod nízkofrekvenčního signálu. Z emitoru tranzistoru  $T_2$  je odfiltrovaný šumový signál přiveden do báze tranzistoru  $T_3$ , který ho zesílí. Odporem  $R_{22}$  můžeme měnit zesílení tranzistoru  $T_3$  a tím i bod nasazení šumové brány. Do kolektoru  $T_3$  je připojen přes kondenzátor  $C_{28}$  zdvojevač napětí s diodami  $D_2$ ,  $D_3$ .

Přes odpor  $R_{24}$  do bodu 5 můžeme připojit ručkový měřicí přístroj, který funguje obráceně než běžný S-metr, tj. při minimálním signálu na vstupu je výchylka měřícího přístroje maximální a při silném vstupním signálu indikuje přístroj minimum.

Ze zdvojevače napětí je řízen stejnosměrný zesilovač s tranzistory  $T_4$ ,  $T_5$ , který ovládá spínací tranzistor  $T_6$ , který zkratuje nízkofrekvenční signál na zem. Dělič  $R_{32}$ ,  $R_{33}$  zabraňuje otevření tranzistoru  $T_6$  při velkém nízkofrekvenčním signálu. Tím zabráníme zkreslení nf signálu. Tranzistor  $T_8$  se otevírá při kladných půlvlnách nf signálu. Do kolektoru tranzistoru  $T_5$  je přes bod 8 připojen obvod automatického ladění.

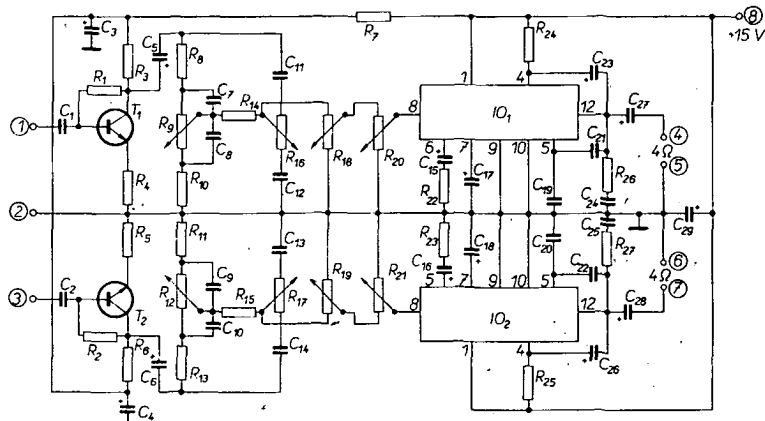
## Stereofonní dekodér

Nízkofrekvenční signál z výstupu detektoru je přes kondenzátor  $C_{23}$ , odpor  $R_{32}$  a kondenzátor  $C_{31}$  přiveden na vstup dolní propusti  $C_{32}$ ,  $C_{33}$ ,  $C_{34}$  a  $L_4$ . Dolní propust potlačuje signál o kmitočtu 114 kHz (třetí harmonická pomocné nosné stereofonního signálu) a její propustná křivka musí být do kmitočtu 80 až 90 kHz rovná, aby bylo dosaženo i dobré fázové charakteristiky propusti. Použití dolní propusti má za následek i potlačení „cvrlikání“ a svistů, které se objevují jako kombinací signálů v reprodukci při příjmu stereofonního vysílání.

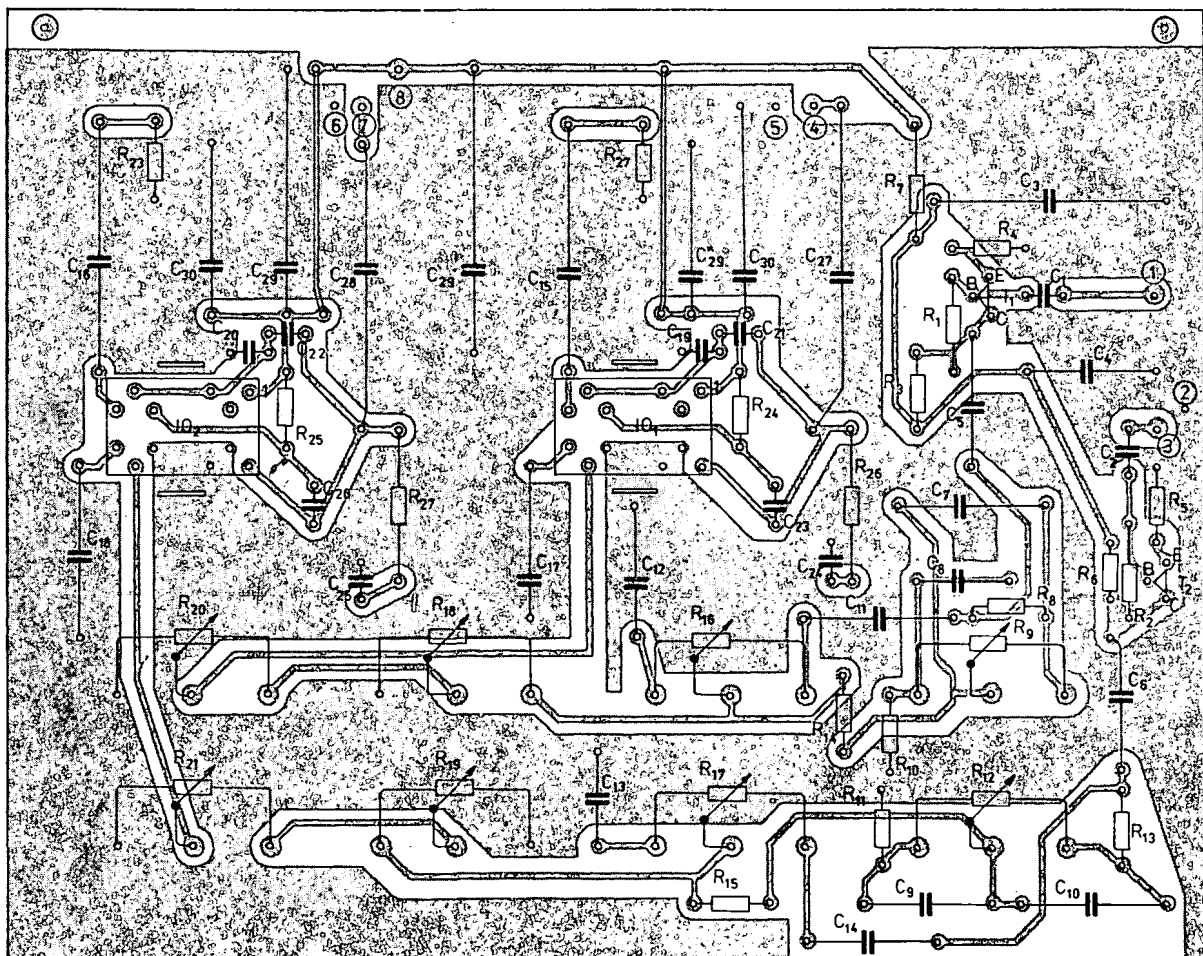
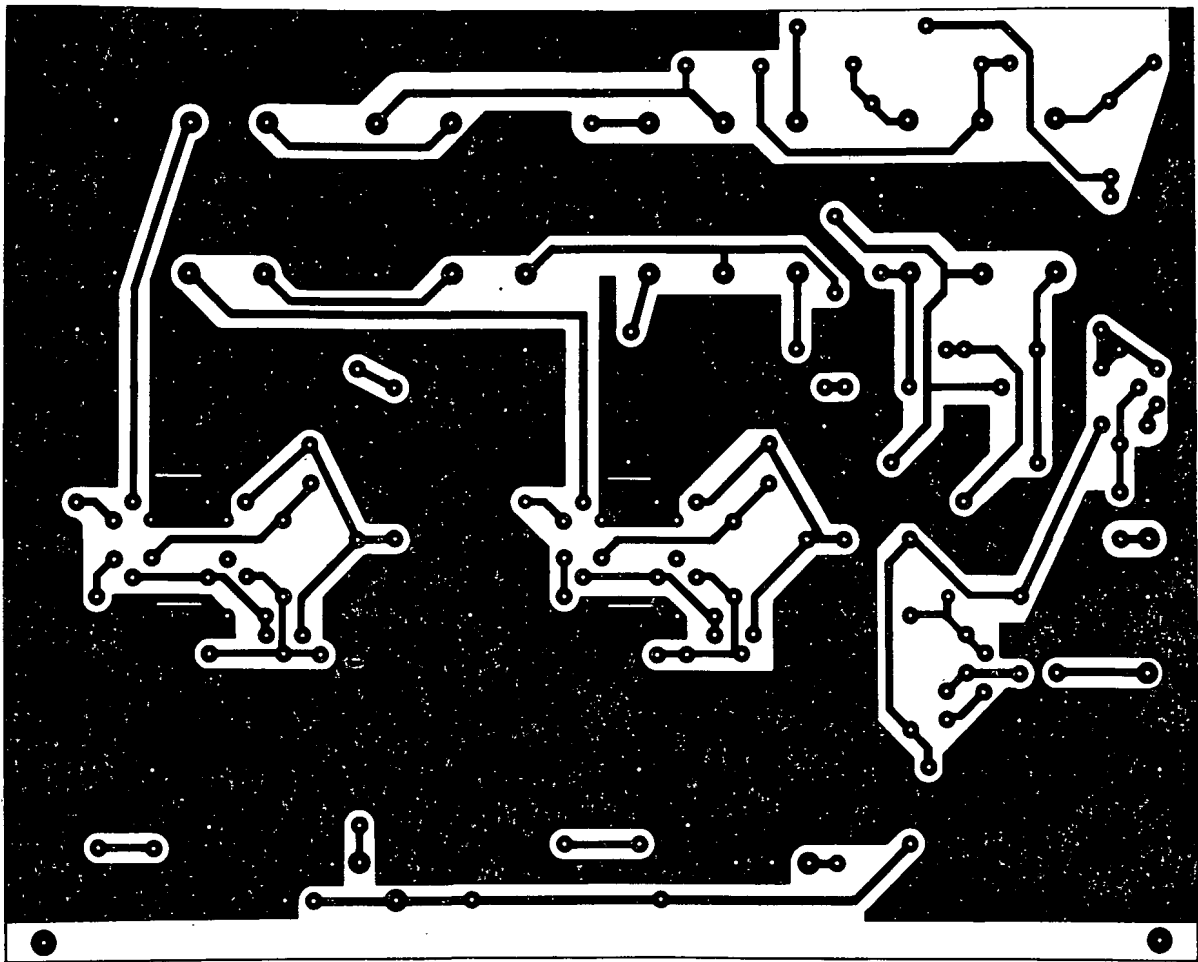
Vlastní dekodér pracuje na principu fázové smyčky PLL. Činnost dekodéru byla již podrobně popsána [2] a proto se věnuji jen některým odlišnostem. Proti známým zapojením je v dekodéru použit kondenzátor  $C_{37}$ , který zlepšuje přeslech mezi kanály. Přepnutí z „mono“ na „stereo“ se realizuje tranzistorem  $T_7$ , který uzemňuje vývod 8 integrovaného obvodu  $IO_3$ . Tranzistor  $T_7$  je řízen z obvodu šumové brány přes odpor  $R_{36}$ . Nuceného příjmu „mono“ můžeme dosáhnout připojením odporu  $R_{44}$  (bod 12) přes tlačítko „mono“ na napájecí napětí (bod 1). K výstupu stereofonního dekodéru je připojena dolní propust  $L_5$  ( $L_6$ ),  $C_{41}$  ( $C_{36}$ ),  $C_{43}$  ( $C_{44}$ ),  $C_{45}$  ( $C_{46}$ ),  $R_{45}$  ( $R_{46}$ ) a  $C_{47}$  ( $C_{48}$ ). Za dolní propustí je připojen emitorový sledovač  $T_8$  ( $T_9$ ), abychom mohli stereofonní dekodér připojit k jakémukoli zesilovači. Dolní propust má mezní kmitočet 16 kHz, velké potlačení signálu pilotního kmitočtu 19 kHz a sleduje průběh deemfáze. Zapojení mezifrekvenčního zesilovače, obvodu šumové brány a stereofonního dekodéru je na obr. 4. Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek je na obr. 5.

## Nízkofrekvenční zesilovač

Zapojení nízkofrekvenčního zesilovače je na obr. 6. Z výstupu stereofonního dekodéru je nízkofrekvenční signál veden přes tlačítko „Gramo“ na vstup nízkofrekvenčního zesilovače. Mezi jeho oba vstupy je zapojeno tlačítko „Mono“ (viz obr. 1). Z tlačítka „Gramo“ je nf signál přes odpor  $R_1$  (viz obr. 1) přiveden na konektor „Monitor“, ke kterému můžeme připojit vstup nahrávacího zesilovače magnetofonu. Přes kondenzátor



Obr. 6. Nízkofrekvenční zesilovač



Obr. 7. Deska s plošnými spoji N231 a rozložení součástek nf zesilovače

$C_1$  ( $C_2$ ) na obr. 6 je nf signál veden do zesilovače s tranzistorem  $T_1$  ( $T_2$ ). Poměr odporů  $R_3$  ( $R_6$ ) a  $R_4$  ( $R_5$ ) určuje zesílení tranzistoru  $T_1$  ( $T_2$ ) a zpětná vazba zvětšuje vstupní odpor celého zesilovače.

Z výstupu  $T_1$  ( $T_2$ ) jde signál přes kondenzátor  $C_5$  ( $C_6$ ) na tónový korektor. Potenciometrem  $R_9$  ( $R_{12}$ ) můžeme měnit potlačení nebo zdůraznění hloubek o 14 dB na kmitočtu 100 Hz. Stupeň potlačení nebo zdůraznění hloubek můžeme měnit i změnou kondenzátorů  $C_7$  ( $C_{10}$ ) a  $C_8$  ( $C_9$ ) a částečně i změnou odporů  $R_8$  ( $R_{13}$ ) a  $R_{10}$  ( $R_{11}$ ). Potenciometrem  $R_{16}$  ( $R_{17}$ ) měníme potlačení nebo zdůraznění výšek o 14 dB na kmitočtu 10 kHz. Stupeň potlačení nebo zdůraznění výšek můžeme měnit i kondenzátory  $C_{11}$  ( $C_{14}$ ) a  $C_{12}$  ( $C_{13}$ ). Odpor  $R_{14}$  ( $R_{15}$ ) zmenšuje vzájemné ovlivňování korektoru výšek a hloubek.

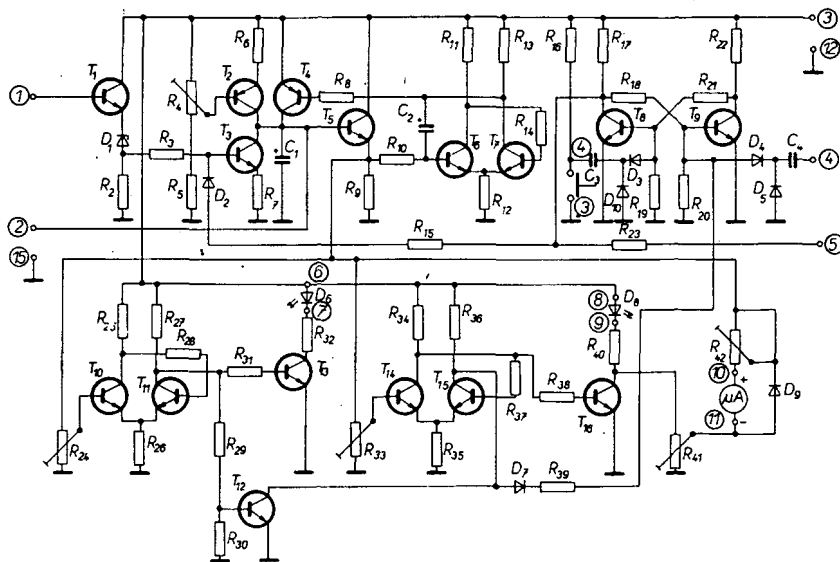
Vzájemné vyvážení (balance) obou kanálů se realizuje potenciometrem  $R_{18}$  ( $R_{19}$ ). Hlasitost měníme potenciometrem  $R_{20}$  ( $R_{21}$ ). Tento potenciometr musí být stejnosměrně spojen se vstupem integrovaného obvodu  $IO_1$  ( $IO_2$ ), protože z něho je odvozeno předpětí pro vstupní tranzistor v  $IO_1$  ( $IO_2$ ).

Za regulátorem hlasitosti je připojen výkonový zesilovač s integrovaným obvodem  $IO_1$  ( $IO_2$ ). Kmitočtové pásmo tohoto zesilovače je mimo jiné určeno i vnějšími součástkami  $C_{15}$  ( $C_{16}$ ),  $C_{21}$  ( $C_{22}$ ) a  $C_{27}$  ( $C_{28}$ ). Jednotkový zisk pro signál o kmitočtu 1 kHz je určen odporem  $R_{22}$  ( $R_{23}$ ). Dolní mezní kmitočet je omezen především odporem  $R_{22}$  ( $R_{23}$ ), zatěžovací impedancí a kondenzátory  $C_{15}$  ( $C_{16}$ ) a  $C_{27}$  ( $C_{28}$ ). Horní mezní kmitočet je určen odporem  $R_{22}$  ( $R_{23}$ ) a kondenzátorem  $C_{21}$  ( $C_{22}$ ). Z vývodu 12  $IO_1$  ( $IO_2$ ) je na vývod 4 zavedena zpětná vazba „bootstrap“ kondenzátorem  $C_{23}$  ( $C_{26}$ ), která zlepšuje přenos nízkých kmitočtů. Na výstupu je připojen článek RC  $R_{26}$  ( $R_{27}$ ) a  $C_{24}$  ( $C_{25}$ ), který potlačí případné zákmity a vysokofrekvenční rušení. K vývodu 7  $IO_1$  ( $IO_2$ ) je připojen filtrační kondenzátor  $C_{17}$  ( $C_{18}$ ), který odfiltruje rušení vzniklá na rozvodu napájecího napětí. Napájecí napětí je dodatečně vyfiltrováno kondenzátory  $C_{29}$ ,  $C'_{29}$  a  $C''_{29}$ . Deska s plošnými spoji a rozložení součástek nízkofrekvenčního zesilovače je na obr. 7.

### Obvod automatického ladění

Obvod automatického ladění na obr. 8 naladí po zapnutí přijímače první vysílač, jehož signál bude dostatečně silný. Na další vysílač se přijímač přeladí tlačítkem  $TI_1$ , které musíme stlačit vždy, chceme-li ladit, neboť automat zastaví ladění vždy na nejbližším vysílači. Obvod automatického ladění ladí od nejvyššího k nejnižšímu kmitočtu.

Z bodu 4 mezifrekvenčního zesilovače (obr. 4) je napětí ADK přivedeno do báze tranzistoru  $T_1$  (obr. 8), který spolu se Zenerovou diodou  $D_1$  je zapojen jako konvertor napětí. Konverze napětí je nutná proto, abychom mohli naladit i vysílače, pro které potřebujeme ladicí napětí okolo 1 V. Odpor  $R_2$  omezuje kolektorový proud tranzistoru  $T_1$  a proud Zenerovou diodou  $D_1$ . Z diody  $D_1$  je přes ochranný odpor  $R_3$  přivedeno konvertované napětí ADK do báze  $T_3$ . Tranzistor  $T_3$  je zapojen jako zdroj konstantního proudu,



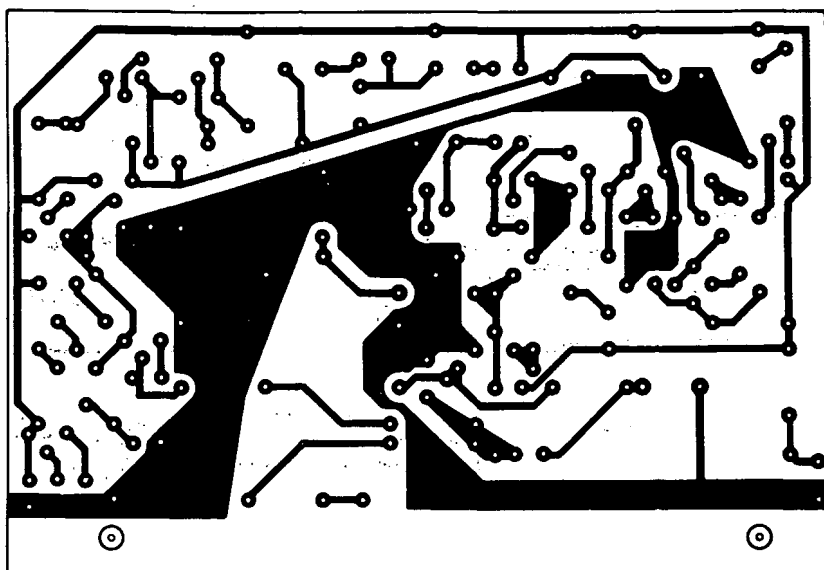
Obr. 8. Zapojení obvodu automatického ladění

z kterého je nabíjen kondenzátor  $C_1$ . Tento zdroj konstantního proudu je jednak řízen napětím ADK a jednak přes diodu  $D_2$  napětím ze zdroje ovládacího napětí. Tranzistor  $T_2$  je zapojen jako zdroj referenčního proudu; jehož velikost nastavíme odporem  $R_4$ . Odpory  $R_6$  a  $R_7$  omezují horní a dolní mez ladicího napětí. Ladicí napětí pro jednotku VKV odebíráme z bodů 2 a 15. Přes emitorový sledovač s tranzistorem  $T_5$  je řízen monostabilní klopný obvod s tranzistorem  $T_6$  a  $T_7$ . Dosáhne-li ladicí napětí minimální velikosti, tranzistor  $T_6$  se uzavře, napětí na jeho kolektoru se zvětší a otevře se tranzistor  $T_7$ . Z kolektoru tranzistoru  $T_7$  je řízen nabíjecí tranzistor  $T_4$ , který nabije kondenzátor  $C_1$  na maximální ladicí napětí. Odpor  $R_{12}$  je volen tak, aby při minimálním ladicím napětí se uzavřel tranzistor  $T_6$  a otevřel se tranzistor  $T_7$ .

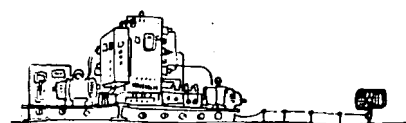
Jako zdroj ovládacího napětí je použit bistabilní klopný obvod s tranzistorem  $T_8$  a  $T_9$ , který je řízen zápornými impulsy z tlačítka  $TI_1$  a z obvodu šumové brány. Po stlačení tlačítka  $TI_1$  – „Ladění“ se tranzistor  $T_8$  uzavře záporným impulsem přes kondenzátor  $C_3$  a diodu  $D_3$  a napětí na jeho kolektoru se zvětší asi na 9 až 10 V. Tímto napětím se přes odpor  $R_{15}$  a diodu  $D_2$  poruší rovnováha v obvodu tranzistoru  $T_3$ , jeho kolektorový proud se začne zvětšovat, čímž dojde k říze-

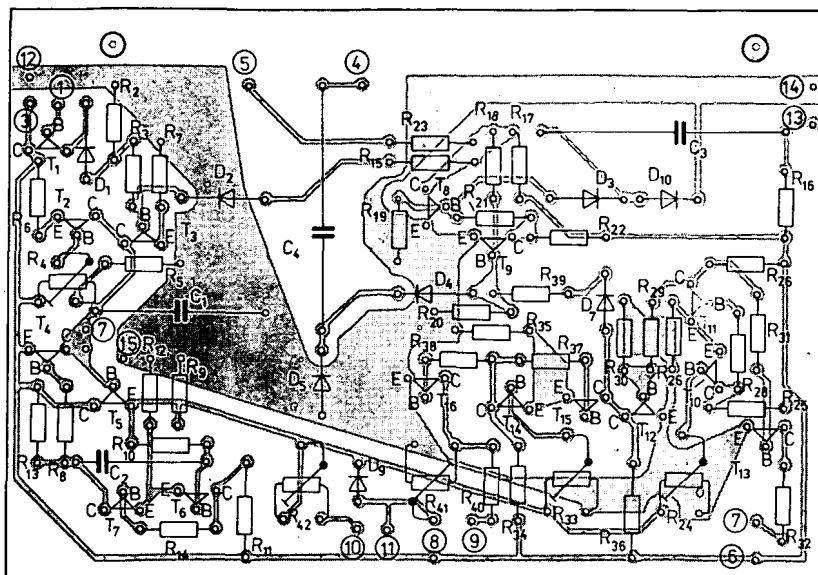
nému vybíjení náboje kondenzátoru  $C_1$ , což má za následek zmenšení ladicího napětí. Objeví-li se během poklesu ladicího napětí dostatečně silný vysílač, překlopí se bistabilní klopný obvod  $T_8$ ,  $T_9$  záporným impulsem, přivedeným do báze tranzistoru  $T_9$  přes diodu  $D_4$  a kondenzátor  $C_4$  z bodu 7 obvodu šumové brány (obr. 4). Aby nevznikly rušivé jevy při stlačení tlačítka  $TI_1$ , otevře se přes odpor  $R_{23}$  tranzistor  $T_6$  v obvodu šumové brány (obr. 4, bod 8). Po nalezení vysílače se tranzistor  $T_9$  uzavře a  $T_8$  otevře. Napětí na kolektoru  $T_8$  klesne k nule a neovlivňuje činnost tranzistoru  $T_3$ .

Do emitoru tranzistoru  $T_3$  je připojen obvod, který vyklíčuje vysílače v pásmu kmitočtů 73 až 88 MHz. Aby mohlo dojít k vyklíčování, je nutné v uvedeném pásmu potlačit zastavovací impuls, to znamená, že musíme potlačit impuls, který je přiváděn do báze tranzistoru  $T_3$  z obvodu šumové brány. Monostabilní klopné obvody s tranzistorem  $T_{10}$ ,  $T_{11}$ ,  $T_{14}$  a  $T_{15}$  pracují jako napěťově závislé spínače, které přes tranzistor  $T_{12}$ , diodu  $D_7$  a odpor  $R_{39}$  blokují bistabilní klopný obvod  $T_8$ ,  $T_9$ , tak, aby nemohl být ovládnut zastavovacím impulsem. Odpor  $R_{24}$  nastavíme na bázi tranzistoru  $T_{10}$  takové napětí, aby byl tranzistor otevřen v pásmu kmitočtů 88 až 104 MHz. Zmenší-li se ladicí napětí pod napětí odpovídající kmitočtu



Obr. 9. Deska s plošnými spoji N232





a rozložení součástek z obr. 8

88 MHz, přestane tranzistor  $T_{10}$  vést, napětí na jeho kolektoru se zvětší a sepne tranzistor  $T_{11}$ . Napětí na jeho kolektoru se zmenší na nulu a svítivá dioda  $D_6$ , indikující ladění v pásmu 64 až 73 MHz, buzená tranzistorem  $T_{13}$ , zhasne.

Odporem  $R_{33}$  nastavíme na bázi tranzistoru  $T_{14}$  takové napětí, aby byl vodivý v pásmu kmitočtů 74 až 104 MHz. Při dosažení ladícího napětí menšího, než odpovídá ladícímu napětí pro kmitočet 73 MHz, se tranzistor  $T_{14}$  uzavře a otevře se tranzistor  $T_{15}$ . Napětí na jeho kolektoru se zmenší na nulu a dioda  $D_8$ , indikující ladění v pásmu 88 až 104 MHz, buzená tranzistorem  $T_{16}$ , zhasne.

Stav, kdy mají být vyklíčovány zastavovací impulsy, je vyhodnocen tranzistorem  $T_{12}$ . V pásmu kmitočtů 73 až 88 MHz je na kolektoru  $T_{12}$  kladné napětí, které brání překlopení zdroje ovládacího napětí zastavovacím impulsem.

Jako stupnice je použit ručkový měřicí přístroj, který využívá celé stupnice k indikaci v pásmu 64 až 73 MHz nebo v pásmu kmitočtů 88 až 104 MHz. Aby ručkový přístroj správně indikoval mezní kmitočty, je nutno správně nastavit odpory  $R_{41}$ ,  $R_{42}$ .

Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek obvodu automatického ladění je na obr. 9.

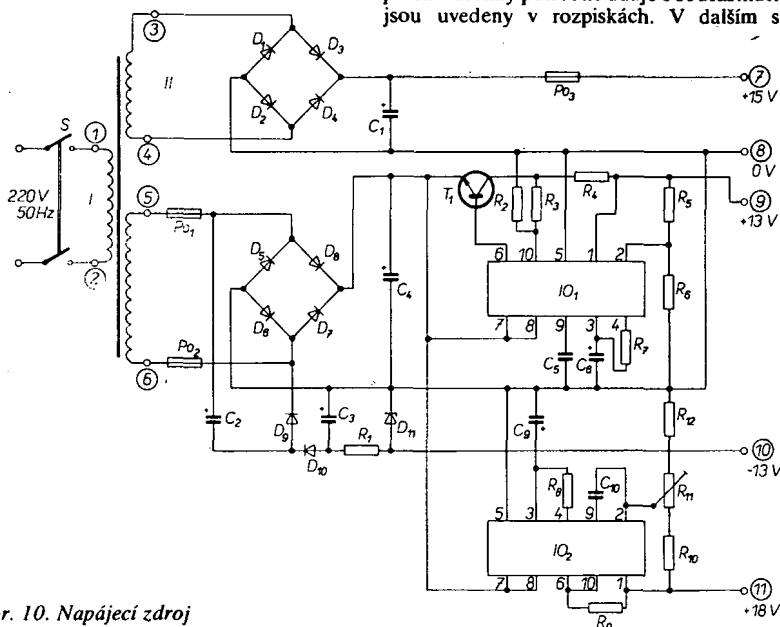
## Napájecí zdroj

Zapojení napájecího zdroje je na obr. 10. Síťové napětí je na primární vinutí síťového transformátoru  $Tr_1$  přivedeno přes síťový spínač  $S$ . Na sekundáru síťového transformátoru jsou dvě vinutí. Z jednoho vinutí je po usměrnění diodami  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  a  $D_4$  a vyfiltrování filtračním kondenzátorem  $C_1$  přivedeno napětí přes pojistku  $PO_1$  na nízkofrekvenční zesilovač. Z druhého vinutí přes pojistky  $PO_1$ ,  $PO_2$  přivedené střídavé napětí je usměrněno diodami  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  a  $D_8$  a vyfiltrováno kondenzátorem  $C_4$ . Z kondenzátoru  $C_4$  je přes stabilizátor s tranzistorem  $T_1$  a integrovaným obvodem  $IO_1$  napájena deska mezi-frekvenčního zesilovače a přes stabilizátor s integrovaným obvodem  $IO_2$  obvod automatického ladění. K tomuto vinutí je připojen i zdvojovač napětí s diodami  $D_9$ ,  $D_{10}$  a kondenzátorem  $C_2$ . Kondenzátor  $C_3$  je filtrační a Zenerova dioda  $D_{11}$  stabilizuje napájecí napětí pro jednotku VKV.

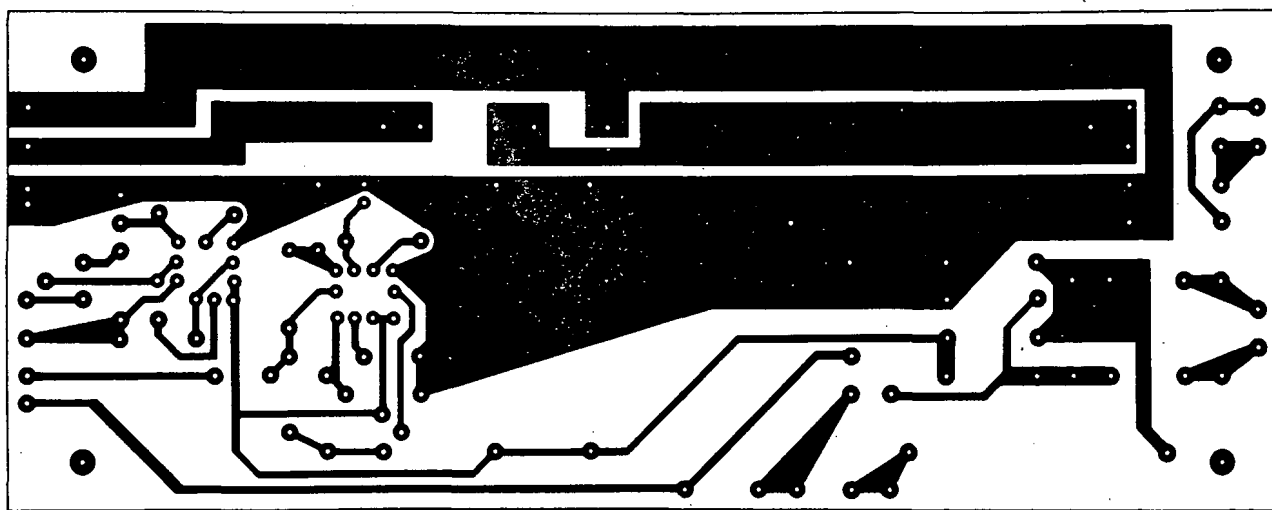
Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek je na obr. 11.

## Elektrická a mechanická sestava

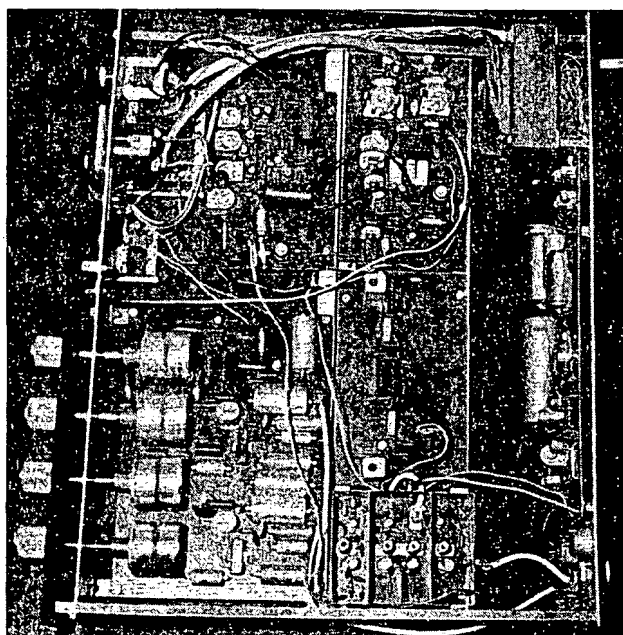
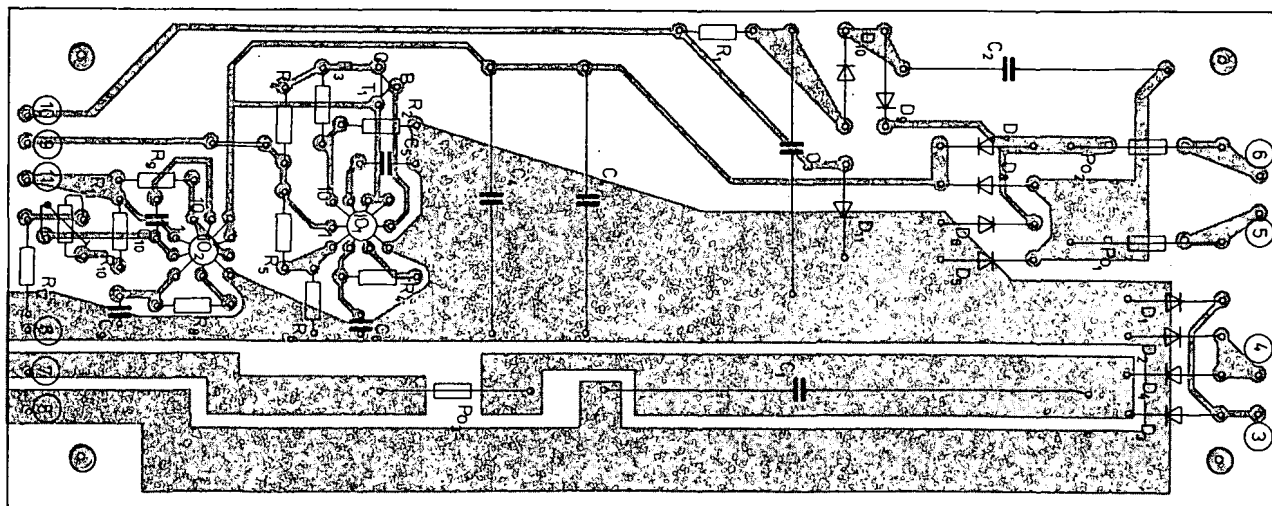
Hned v úvodu je nutno poznamenat, že stavba přijímače VKV vyžaduje pečlivou práci. Všechny potřebné údaje o součástkách jsou uvedeny v rozpiskách. V dalším si



Obr. 10. Napájecí zdroj



Obr. 11. Deska s plošnými spoji N233 a rozložení součástek napájecího zdroje (na další straně)



*Celkový pohled z boku na sestavený přijímač VKV. Vlevo dole je nf zesilovač, dole uprostřed vstupní jednotka VKV bez víka, zcela vpravo napájecí díl, uprostřed mf díl s dekodérem a vlevo nahore obvody automatického ladění*

Je-li napájecí zdroj v pořádku, přišroubujeme ho pomocí distančních podložek k panelu 1 (obr. 12) pomocí podložek 8. Na panel 1 připevníme i konektory „Gramo“, „Monitor“, levý a pravý reproduktorový konektor a souosý konektor pro anténu.

Zadní panel 1 (obr. 12) je s předním panelem 2 spojen distančními tyčemi 4a 5. Na distanční tyče 5 přišroubujeme držáky desky mf zesilovače a jednotky VKV. Osadíme desku mf zesilovače a podle kmitočtu keramických filtrů naladíme na maximální výstupní napětí cívky  $L_2$  a  $L_3$ . Generátor připojíme na  $L_1$  a zkontrolujeme, zda mf zesilovač omezuje již při vstupním napětí 5  $\mu$ V.

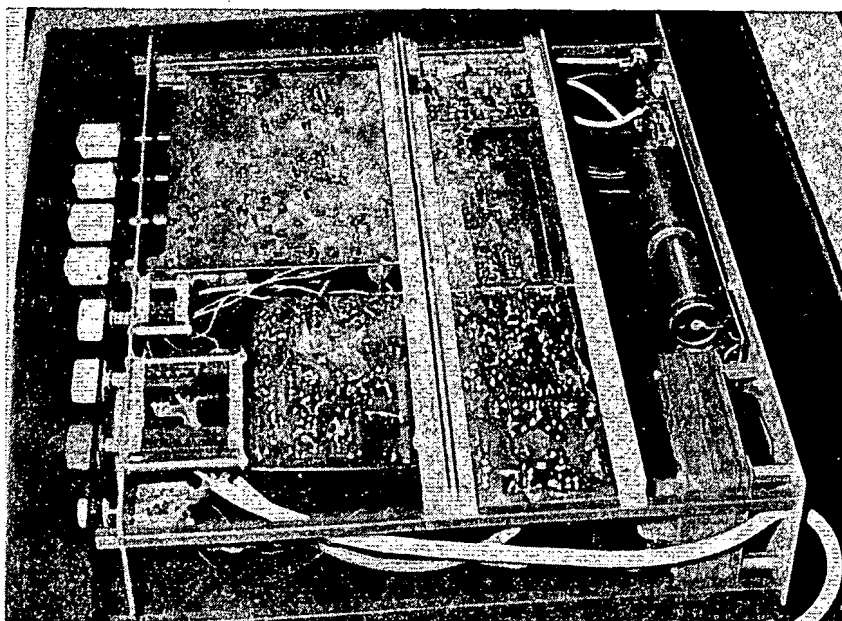
Osazenou desku jednotky VKV zasuneme do připravené krabičky a zem jednotky propájíme s krabičkou. Jednotku připevníme bez spodního víčka k držáku a propojíme ji s cívkou  $L_1$  v mf zesilovači. Do díry pro tlačítko  $T_1$  upevníme lineární potenciometr 50 až 100 k $\Omega$ , připojíme k němu napětí pro obvod automatického ladění a z běžce odeberáme ladiční napětí pro jednotku VKV.

Po kontrole stejnosměrných napětí na tranzistorech začneme s vlastním nastavováním jednotky. Ladiční napětí nastavíme na 1 V a vlnoměrem zkontrolujeme, kmitá-li oscilátor na kmitočtu 76,2 MHz. Kapacitní trimry jsou nastaveny do středu. Kmitá-li oscilátor na jiném kmitočtu, doladíme ho jádrem cívky  $L_{10}$ ,  $L'_{10}$ . Poté zvětšíme ladiční napětí na 18 V a kondenzátorem  $C_{15}$  naladíme kmitočet 114,7 MHz.

uvedeme postup při sestavování přijímače KIT 78 a nastavení jednotlivých dílů.

Jako první začneme osazovat desku napájecího zdroje. Po osazení desky a zkontrolování střídavých napětí Avometem II (vinutí II asi 11 V, vinutí III asi 20 V) zkontrolujeme stejnosměrná napětí. Na bodě 7 (obr. 10) by mělo být bez zatěžovacího odporu napětí 15 až 16 V. Při zatížení proudem 1 A se toto napětí zmenší na 12 až 13 V. Avomet zapojíme mezi body 8 a 9. Výstupní napětí by mělo být 13 V. Pokud tak není, nastavíme ho odporem  $R_5$  (nebo  $R_6$ ). Při zatížení proudem 100 mA by se toto napětí měnit nemělo. Zatěžovací odpor mezi body 7 a 8 zůstává připojen.

Poté připojíme Avomet mezi vývody 11 a 8 a zatížíme obvod odporem tak, aby jím protékal proud 30 mA. Odporem  $R_{11}$  nastavíme napětí 18 V. Po odpojení zatěžovacího odporu musí být toto napětí konstantní. Avomet přepojíme mezi vývody 10 a 8 a změříme napětí. Při odběru 10 mA by se toto napětí nemělo měnit. Napětí na vývodu 10 je závislé na výběru Zenerovy diody  $D_{11}$ .



*Pohled zdola na sestavený přijímač*



Generátor přepojíme na vstupu mf zesilovače do báze tranzistoru  $T_2$  v jednotce VKV, přes kondenzátor 10 nF uzemníme emitor  $T_2$  a otáčením jádrem cívky  $L_8$  naladíme na výstupu mf zesilovače maximální signál.

Kondenzátor 10 nF z emitoru  $T_2$  odpojíme, generátor připojíme na kolektor  $T_1$  a při napětí 1 V a kmitočtu 65,5 MHz doladíme cívky  $L_5$ ,  $L'_5$  a  $L_6$ . Ladiční napětí zvětšíme na 18 V a kmitočet generátoru na 104 MHz.

Doladíme kondenzátory  $C_7$  a  $C_{10}$ . Generátor přepojíme do anténního konektoru, nastavíme ladiční napětí 1 V a kmitočet 65,5 MHz a cívku  $L_2$  nastavíme na výstupu mf zesilovače maximální signál. Ladiční napětí zvětšíme na 18 V a kmitočet generátoru na 104 MHz a obvod doladíme kondenzátorem  $C_3$ . Celý postup několikrát opakujeme, až dosáhneme maximální citlivosti. U některých vzorků, u nichž byly pečlivě vybrány varikapty, se citlivost pohybovala až kolem 1  $\mu$ V.

Po skončení ladění osadíme obvod šumové brány. Odpojem  $R_{22}$  (obr. 4) otáčíme tak dlouho, až zmizí šum mezi stanicemi.

Osadíme dekodér a z tónového generátoru přivedeme na vstup signál o kmitočtu 19 kHz. Otáčíme odporem  $R_{35}$ , až se rozsvítí svítivá dioda  $D_1$  (obr. 1). Tónovým generátorem zkontrolujeme a doladíme vstupní a výstupní filtry.

Na přední subpanel 2 (obr. 12) přišroubujeme tlačítko  $Tl_2$  a  $Tl_3$  a propojíme je s deskou mf zesilovače a konektory „Gramo“ a „Monitor“ stíněnými vodiči.

Osazenou desku nízkofrekvenčního zesilovače zkontrolujeme tónovým generátorem, přichytíme ji na držák 6 (obr. 12) a propojíme ji stíněným vodičem s tlačítkem „Mono“. Výstupy zesilovačů propojíme s odpovídajícími konektory.

Jako poslední začneme osazovat desku automatického ladění, která je přichycena na držák 6. Jako první osadíme tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  a  $T_5$ . Bázi  $T_1$  propojíme s bodem 4 (obr. 4) a na emitoru  $T_3$  nastavíme napětí 9 až 10 V odporem  $R_8$ . Signální generátor je odpojen. Osadíme tranzistory  $T_4$ ,  $T_6$ ,  $T_7$ ,  $T_8$  a  $T_9$  a realizujeme příslušná propojení s deskou mf zesilovače a tlačítkem VKV. Připojíme signální generátor na vstup jednotky VKV a kontrolujeme, pracuje-li správně obvod automatického ladění. Generátor proladíme od 65 MHz do 104 MHz.

Poté osadíme tranzistory  $T_{10}$ ,  $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{14}$  a  $T_{15}$ . Generátorem ladíme v pásmu kmitočtů 88 až 104 MHz a odpor  $R_{24}$  nastavíme tak, aby tranzistor  $T_{10}$  byl sepnut, tj. aby na jeho kolektoru bylo téměř nulové napětí. Odporem  $R_{33}$  nastavíme nulové napětí na kolektoru  $T_{14}$ , když ladíme generátorem v pásmu 74 až 104 MHz. Nakonec zapojíme tranzistory  $T_{13}$  a  $T_{16}$  a indikační diody  $D_6$  a  $D_8$ .

Poslední operací je nastavení ručkového měřicího přístroje a jeho cejchování. Generátor nastavíme na kmitočet 104 MHz a odporem  $R_{42}$  nastavíme maximální výchylku ručky. Přeladíme na kmitočet 88 MHz a odporem  $R_{41}$  nastavíme minimální výchylku ručky. Celý postup několikrát opakujeme.

Po skončení nastavování do distančních tyčí našroubujeme distanční podložky 11, na které Epoxy 1200 přilepíme přední panel 3. Celý přijímač zasuneme do skříňky.

## Literatura

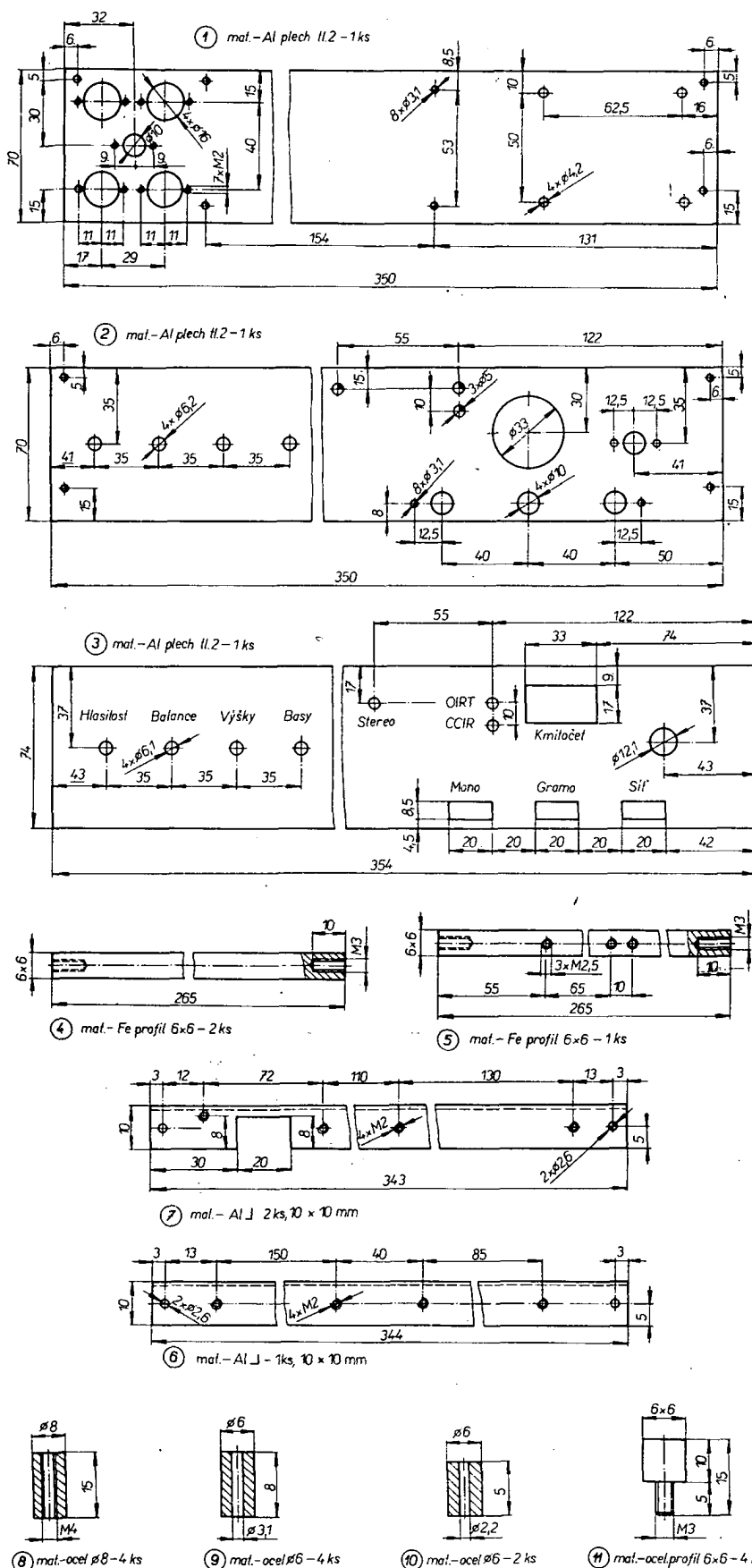
- [1] Kryška, L.: Radiový konstruktér č. 6/75.
- [2] Němec, V.: Amatérské radio řada A č. 5 a 6/77.
- [3] Firemní literatura TESLA Rožnov.

## Seznam součástek

Jednotka VKV (obr. 2)

Odpory (všechny TR 112a)

$R_1$	68 k $\Omega$
$R_2$	1,2 k $\Omega$
$R_3$	220 $\Omega$
$R_4$	2,7 k $\Omega$
$R_5$	5,6 k $\Omega$



Obr. 12. Mechanické díly přijímače KIT 78



R	10 Ω
R7, R8	33 kΩ
R9	10 kΩ
R10	3,9 kΩ
R11	220 Ω
R12	1,2 kΩ
R13	10 Ω
R14	180 Ω
R15	33 kΩ
R16	12 Ω
R17	10 kΩ
R18	1,2 kΩ
R19	220 Ω
<b>Kondenzátory</b>	
C1	TK 724, 330 pF
C2	TK 724, 1 nF
C3	WK 70122
C4, C5	TK 724, 2,2 nF
C6	TK 724, 2,2 nF
C7	WK 70122
C8	TK 724, 1 nF
C9	TK 724, 1 nF
C10	WK 70122
C11, C12, C13	TK 724, 2,2 nF
C14	TK 754, 150 pF
C15	WK 70122
C16	TK 754, 100 pF
C17	TK 350, 2,7 pF
C18	TK 754, 27 pF
C19, C20	TK 724, 2,2 nF
C21	TK 744, 10 nF
<b>Tranzistory a diody</b>	
D1 až D4	4-KB105G
F5, D5	KA206
T1	KF173
T2, T3	KF525
<b>Cívky</b>	
L1	vzduchová, levotočivá, 3 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L2	levotočivá na kostičce 4PA 260 17, 8 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostičky 5 mm)
L3	vzduchová, levotočivá, 2 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L4	vzduchová, levotočivá, 1,5 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L5	pravotočivá na kostičce 4PA 260 17, 2,5 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostičky 5 mm)
L6	vine se společně s L5, pravotočivá, 5,5 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL
L7	pravotočivá na kostičce 4PA 260 17, 7,5 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostičky 5 mm)
L8	vzduchová, levotočivá, 3,5 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL na průměru 3 mm
L9	levotočivá na kostičce 4PA 260 17, 16 závitů drátu o Ø 0,3 mm CuL (průměr kostičky 5 mm)
L10	smyčka délky 17 mm, 0,5 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL
L10	pravotočivá na kostičce 4PA 260 17, 4,5 závitů drátu o Ø 0,5 mm CuL (průměr kostičky 5 mm)
L10	vine se společně s L10, 2,5 z drátu o Ø 0,5 mm CuL

Cívky L2, L5, L6 a L10 mají jádro M4 × 0,5 × 10 mm z hmoty N01, cívka L8 má jádro z hmoty N05 stejných rozměrů

#### Mí zesilovač (obr. 4)

<b>Odpory (kromě R1 všechny TR 112a) a trimry</b>	
R1	TR 151, 220 Ω
R2	18 kΩ
R3	5,6 kΩ
R4	330 Ω
R5	22 Ω
R6	270 Ω
R7	220 Ω

R8	330 Ω
R9	180 Ω
R10	—
R11	330 Ω
R12	5,6 kΩ
R13	220 Ω
R14	6,8 kΩ
R15	10 kΩ
R16	10 kΩ
R17	15 kΩ
R18	39 kΩ
R19	1 kΩ
R20	2,2 kΩ
R21	2,7 kΩ
R22	TP 011, 1 kΩ
R23	10 kΩ
R24	podle měřidla
R25	22 kΩ
R26	47 kΩ
R27	47 kΩ
R28	330 Ω
R29	10 kΩ
R30	3,9 kΩ
R31	10 kΩ
R32	10 kΩ
R33	10 kΩ
R34	15 kΩ
R35	TP 011, 4,7 kΩ
R36	1,5 kΩ
R37	5,6 kΩ
R38	5,6 kΩ
R39	1 kΩ
R40	820 Ω
R41	10 Ω
R42	27 kΩ
R43	1 MΩ
R44	10 kΩ
R45	5,6 kΩ
R46	5,6 kΩ
R47	10 kΩ
R48	10 kΩ
R49	0,47 MΩ
R50	0,47 MΩ
R51	1,5 kΩ
R52	220 Ω

#### Kondenzátory

C1	TE 004, 50 μF
C2, C3	TGL 5155, 330 pF
C4	TK 783, 0,1 μF
C5	TK 764, 22 nF
C6	TK 724, 1,5 nF
C7, C8	TK 764, 22 nF
C9, C11	TK 764, 22 nF
C10	TK 754, 100 pF
C12	—
C13	TK 783, 0,1 μF
C14	TK 724, 1,5 nF
C15	TK 764, 22 nF
C16	TK 764, 22 nF
C17	TE 984, 50 μF
C18	TK 754, 18 pF
C19	TK 764, 22 nF
C20	TK 754, 100 pF
C21	TGL 5155, 100 pF
C22	TK 783, 0,1 μF
C23	TE 004, 5 μF
C24, C25	TK 774, 150 pF
C26	TK 774, 150 pF
C27	TK 783, 0,1 μF
C28	TK 724, 1 nF
C29	TK 783, 47 nF
C30	TE 986, 2 μF
C31	TE 004, 5 μF
C32	TK 754, 82 pF
C33, C34	TK 754, 100 pF
C35	TK 783, 47 nF
C36	TGL 5155, 1,8 nF
C37	ZGL 5155, 270 pF
C38	TGL 5155, 470 pF
C39	TC 215, 9,47 μF
C40	TC 215, 0,22 μF
C41	TGL 5155, 1,8 nF
C42	TC 215, 0,47 μF
C43, C44	TGL 5155, 2,2 nF
C45, C46	TGL 5155, 3,3 nF
C47, C48	TGL 5155, 3,3 nF
C49	TE 005, 2 μF
C50	TE 005, 2 μF

#### Polovodičové prvky

IO1, IO2	MAA661
IO3	A290 (RFT, NDR)
D1	KZ260 9V1
D2, D3	GA203
T1	KF173
T2 až T4	KC148
T5	KF517
T6, T7	KC148

T8, T9	KC149
<b>Filtry</b>	
F1, F2	SPF10700 A190 (výrobce KWH, NDR)
<b>Cívky</b>	
L1	na kostičce 4PA 260 17, 2 závitů drátu o Ø 0,2 mm CuL, kryt 4PA 687 06
L2	společně s L1 (2 mm nad L1), 14 závitů drátu o Ø 0,2 mm CuL
L3	na kostičce 4PA 260 17, 16 závitů o Ø 0,2 mm CuL
L4	21,8 mH (feritový hrníček o Ø 14 mm, držák výroby NDR), hmota H22
L5, L6	32 mH (feritový hrníček z hmoty H22, Ø 14 mm, držák výroby NDR)

#### Nízkofrekvenční zesilovač (obr. 6)

#### Odpory a potenciometry

R1, R2	TR 151, 3,9 MΩ
R3	TR 112a, 15 kΩ
R4, R5	112a, 3,3 kΩ
R6	TR 112a, 15 kΩ
R7	TR 112a, 100 Ω
R8	TR 112a, 10 kΩ
R9, R12	TP 283, 50 kΩ, lineární
R10, R11	TR 112a, 1 kΩ
R13 až R15	TR 112a, 10 kΩ
R16, R17	TP 283, 50 kΩ, lineární
R18, R19	TP 283, 0,25 MΩ, lineární
R20, R21	TP 283, 0,25 MΩ, logaritmický
R22, R23	TR 112a, 56 Ω
R24, R25	TR 112a, 100 Ω
R26, R27	TR 144, 1 Ω

#### Kondenzátory

C1, C2	TK 783, 68 nF
C3	TE 984, 1000 μF
C4	TE 984, 10 μF
C5, C6	TE 988, 1 μF
C7	TC 182, 33 nF
C8, C9	TC 181, 0,1 μF
C10	TC 182, 33 nF
C11	TGL 5155, 1,8 nF
C12, C13	TC 184, 15 nF
C14	TGL 5155, 1,8 nF
C15, C16	TE 982, 500 μF
C17, C18	TE 984, 100 μF
C19, C20	TK 724, 2,2 nF
C21, C22	TK 724, 470 pF
C23	TE 003, 100 μF
C29, C25	TK 783, 0,1 μF
C26	TE 003, 100 μF
C27, C28	TE 984, 1000 μF
C29	TE 986, 100 μF
C29	TE 986, 500 μF
C29	TE 986, 20 μF
C30	TE 986, 100 μF
C30	TE 986, 20 μF

Kondenzátory C29, C25, C24, C30 a C30 jsou shrnuty na obr. 6 do C29 (kresleny jako jeden kondenzátor).

#### Polovodičové prvky

IO1, IO2	MBA810A
T1, T2	KC149

#### Obvod automatického ladění (obr. 8)

#### Odpory a odporové trimry (odpory vesměs TR 112a)

R1	560 Ω
R2	15 kΩ (R4 trimr TP 011)
R3, R4	100 kΩ
R5	1 kΩ
R6, R7	6,8 kΩ
R8	10 kΩ
R9	6,8 kΩ
R10, R11	180 Ω
R12	6,8 kΩ
R13	33 kΩ
R14	15 kΩ
R15	0,1 MΩ
R16	6,8 kΩ
R17	22 kΩ
R18	6,8 kΩ
R19, R20	22 kΩ
R21	6,8 kΩ
R22	6,8 kΩ
R23	TP 012, 33 kΩ
R24	6,8 kΩ
R25	180 Ω
R26	6,8 kΩ
R27	27 kΩ
R28	12 kΩ
R29	4,7 kΩ
R30	6,8 kΩ
R31	6,8 kΩ

R <sub>32</sub>	820 Ω
R <sub>33</sub>	TP 012, 33 nF
R <sub>34</sub>	6,8 kΩ
R <sub>30</sub>	180 Ω
R <sub>36</sub>	6,8 kΩ
R <sub>37</sub>	27 kΩ
R <sub>38</sub> , R <sub>39</sub>	6,8 kΩ
R <sub>40</sub>	820 Ω
R <sub>41</sub> , R <sub>42</sub>	0,1 MΩ (trimr TP 012)

#### Kondenzátory

C <sub>1</sub>	TE 986, 50 μF
C <sub>2</sub>	TE 988, 1 μF
C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	TC 180, 1 μF

#### Diody

D <sub>1</sub>	KZ141
D <sub>7</sub>	GA203
D <sub>3</sub> až D <sub>5</sub>	KA206
D <sub>6</sub>	LQ100
D <sub>7</sub>	KA206
D <sub>8</sub>	VQA33 (NDR)
D <sub>9</sub>	GAZ51

#### Tranzistory

T <sub>1</sub>	KC148
T <sub>2</sub>	KF517
T <sub>3</sub>	KC148
T <sub>4</sub>	KF517
T <sub>5</sub>	KC149
T <sub>6</sub> až T <sub>10</sub>	KC148

#### Ostatní součástky

měřidlo MP 40, 50 μA  
T<sub>1</sub> tlačítko Eltra (PLR)

Napájecí zdroj (obr. 10)

Odporů (kromě R<sub>1</sub> všechny TR 112a)

R <sub>1</sub>	TR 635, 180 Ω
R <sub>2</sub>	4,7 kΩ
R <sub>3</sub>	1,2 kΩ
R <sub>4</sub>	15 Ω

R <sub>5</sub>	8,2 kΩ
R <sub>6</sub>	12 kΩ
R <sub>7</sub>	5,6 kΩ
R <sub>8</sub>	18 kΩ
R <sub>9</sub>	22 Ω
R <sub>10</sub>	8,2 kΩ
R <sub>11</sub>	TP 011, 4,7 kΩ (trimr)
R <sub>12</sub>	5,6 kΩ

#### Kondenzátory

C <sub>1</sub>	TE 674, 5000 μF
C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub>	TE 988, 200 μF
C <sub>4</sub> , C <sub>5</sub>	TE 986, 500 μF
C <sub>6</sub>	TK 724, 10 nF
C <sub>7</sub>	TE 005, 2 μF

#### C<sub>8</sub>

C <sub>8</sub>	TE 005, 10 μF
C <sub>10</sub>	TK 724, 1,5 nF

#### Polovodičové prvky

IO <sub>1</sub> , IO <sub>2</sub>	MAA723
T <sub>1</sub>	KF508
D <sub>1</sub> až D <sub>10</sub>	KY130/80
D <sub>11</sub>	KZ260/13

#### Ostatní součástky

Po <sub>1</sub> , Po <sub>2</sub>	trubičková pojistka 0,5 A
Po <sub>3</sub>	trubičková pojistka 2 A
držák pojistek	7AA 65 412

#### Transformátor

Jádro EI 25 × 25, primární vinutí 1584 závitů drátu o Ø 0,28 mm CuL, vinutí II 78 závitů drátu o Ø 0,8 mm CuL, vinutí III 150 závitů drátu Ø 0,5 mm CuL; proklady mezi vrstvami lakovaným papírem tl. 0,1 mm, mezi vinutím 3 × lakovaným papírem tl. 0,1 mm.

Blokové a montážní schéma (obr. 11)

K <sub>1</sub>	anténní sousoý konektor (NDR)
K <sub>2</sub> , K <sub>3</sub>	6AF 282 20
K <sub>4</sub> , K <sub>5</sub>	6AF 282 29
TI <sub>1</sub> , TI <sub>2</sub> , TI <sub>3</sub>	tlačítko Eltra (Isostat) 2 × 1
	přepínací kontakt
TI <sub>4</sub>	síťový spínač (tlačítko) Eltra
Diody	
D <sub>1</sub> , D <sub>6</sub>	LQ100
D <sub>8</sub>	VQA33 (NDR)

#### OPRAVA

*Prosíme čtenáře, aby si laskavě opravili chyby v obrázcích v AR řady B, č. 1: na obr. 53 mají být propojeny vývody č. 13 a 12 integrovaného obvodu IO<sub>15</sub>; dále na obr. 54 na desce s plošnými spoji N201 chybí napájení IO<sub>5</sub> – je třeba spojit špičku 5 s kladným pólem napájecího napětí („jdou“ těsně vedle sebe) a konečně na obr. 56 nemají být spojeny s emitorem T<sub>1</sub> kondenzátory C<sub>5</sub> a C<sub>6</sub>. Kondenzátor C<sub>9</sub> má mít správně kapacitu 68 pF, nikoli 68 nF.*

Děkujeme

# DOPRODEJ

## měníčů frekvence

k doplnění stávajících zařízení STA elektronkové a tranzistorové verze 4925 A.  
Cena 1310 Kčs.

Stačí objednat na korespondenčním lístku a vybraný měnič frekvence vám zašle na dobírku **Zásilková služba TESLA**, nám. Vítězného února 12, Uherský Brod, PSČ 688 19. Až do vyprodání zásob si můžete vybrat a objednat měniče TAMV 61 s těmito převody:

**23/7, 24/7, 24/9, 26/4, 26/6, 26/9, 29/4, 29/7, 30/9, 31/4, 31/5, 31/6, 31/8, 31/10, 31/11, 33/6, 34/12, 35/12, 36/12, 38/6, 38/9, 38/10, 38/12, 39/4, 39/12, 42/9, 51/7, 55/8, 55/12.**

Ke kompletaci mohou být dodány i příslušné antény.

**NA DOBÍRKU**  
**AŽ DO BYTU**  
**ZE ZÁSILKOVÉ SLUŽBY TESLA**

# RADIOTECHNIKA podnik ÚV Svazarmu

expedice plošných spojů

Žižkovo nám. 32

500 21 Hradec Králové

sděluje všem zájemcům, že byl zahájen doprodej desek s plošnými spoji, vyráběných podle podkladů v AR a označených E, F, G, H, J. Tyto desky s plošnými spoji se již vyrábět nebudou! Jde o desky podle následujícího seznamu:

označení                      cena za kus

E103	regulátor rychlosti	3,60
E01	zesilovač G4W	110,-
E57	SSB TRX	12,-
E100	přijímač	18,50
E89	stabilizátor napětí	10,-
E82	předzesilovač pro kytaru	11,-
E102	stereosyntetizátor	36,-
E101	dálkové ovládání	27,-
E75	univerzální zesilovač	47,-

F38	měřič LC	6,-
F50	automatický čas. spínač	9,-
F59	tranzistorový TRX	89,-
F47	generátor signálu	4,-
F10	uspávací přístroj (modul)	6,-
F14	měřič	24,-
F04	měřič otáček	7,-
F48	výkonový zesilovač	6,-
F37	mf zesilovač	11,-
F26	zdroj ss napětí	10,-
F53	oddělovací zesil.	19,50
F86	nf zesilovač	5,-
F44	nf zesilovač	8,50
F55	elektronické kostky	9,-

G28	konvertor	175,-
G65	přímoměšující přijímač	110,-
G06K	dozvuk	65,-
G35	stereodekodér	49,-
G05	automat. vypínání gram.	22,-
G26	čísel. měřič kmitočtů	11,50
G04	sít. nap. zdroj	22,-
G01	přijímač	93,-
G33	rozmitač	72,-
G32A	tranzistor ladíčka	105,-
G68	KV konvertor	51,-
G59	el. zap. TRABANT	23,-
G51	generátor RC	26,-
G53	mf stupeň	13,-
G48	tuner UKV	17,50
G56	el. vypínání gramofonu	33,-
G12	uspávací přístroj	18,50
G39	spínač	16,-
G66	VKV VFO	21,-
G31	cyklovač	23,-
G29	přesný regulátor	20,-
G37	přijímač	24,-
G46	potleskoměr	15,50
G30	cyklovač	15,-

G67	VKV modulátor	14,50
G27	stereo zesilovač	60,-
G08K	zdroj k zesil.	31,-
G07K	konc. k zesil.	76,-
G18	stereo zesilovač	39,-

H26	řízení otáček gram.	49,-
H82	basová část	32,-
H72	vstupní zesilovač	21,-
H83	zkoušečka tranz.	13,50
H55	el. zapal. pro WARTBURG	27,-
H39	VXO pro 70 cm	53,-
H25	počítadlo přehr. desek	18,50
H08	směšovač	57,-
H65	expozimetr	10,-
H13	regulátor napětí	14,50
H80	generátor jednotka	58,-
H52	regul. k 20 W zesil.	48,-
H09	směšovač	28,-
H16	milioltmetr	17,50
H69	expoz. pro bar. fotogr.	53,-
H77	korekční obvod k zesil.	28,-
H60	hlídací zařízení	29,-
H26	řízení otáček gram.	49,-
H205	kalibrátor a BFO	33,-
H218	dekodér	18,50
H204	přijímač VKV ADAM	48,-
H203	korekční LC zesil.	63,-
H97	kmitoč. syntetizér	18,50
H35	zkoušečka TTL IO	66,-
H81	rejstříky vibrátor	58,-
H61	regulátor pro alternátor	29,-
H27	snímač charakteristik	35,-
H02	čas. spínač	26,-
H63	tranz. blesk	24,-
H30	konvertor 144 MHz	20,-
H66	signální hodinky	120,-
H54	tranz. zapalování	22,-
H45	analogová deska A2	45,-
H44	analogová deska A1	45,-
H46	analogová deska A3	45,-
H86	číslíková deska D1	45,-
H87	číslíková deska D2	45,-
H88	číslíková deska D3	45,-
H89	číslíková deska D4	45,-
H90	číslíková deska D5	45,-
H91	číslíková deska D6	45,-
H92	číslíková deska D7	45,-
H93	deska T1	45,-
H94	deska T2	45,-
H95	deska T3	45,-
H209	deska Z2	45,-
H210	deska Z3	45,-
H211	deska P1	45,-
H17	RD dekodér	20,-

J45	mf zesilovač detekt.	39,-
J21	vypínač gramofonu	32,-
J521	měřič teploty	27,-
J204	zdroj (držák baterií)	60,-
J35	elektron. voltmetr	24,-
J41	kmit. analyzátor	38,-
J15	obr. displej	75,-
J55	kompl. RX	31,-
J44	komunikační přístroj	31,-
J28	měř. kmitočtu	16,-
J59	přepínač žárovek ke stromku	32,-
J42	kmitoč. analyzátor	15,50
J24	semafor	21,-
J503	aut. pro nabíječku	15,-
J529	dekodér	13,-
J36	nf generátor	8,-

# Návrh širokopásmového VF zesilovače s páskovým vedením

Ing. Pavol Čalfa

Problematika návrhu tranzistorových širokopásmových zesilovačů s páskovými přizpůsobovacími obvody je velmi perspektivní, neboť při vhodné izolační podložce a vhodných tranzistorech lze s nimi sestavit zesilovače pro signály kmitočtů vysoko nad IV. a V. TV pásmem, přitom lze dosáhnout dobrých šumových poměrů i velké širokopásmovosti. Zesilovače mají malé rozměry a jsou vhodné pro technologii výroby integrovaných obvodů.

Obsah tohoto článku pomůže při návrhu tranzistorových zesilovačů pro IV. a V. TV pásmo, popřípadě i pro signály vyšších kmitočtů, i když nejsou hlouběji rozebrány otázky dynamického rozsahu, návrh vícecestných a balančních zesilovačů, návrhy realizované samočinným počítačem apod.

## Rozbor klasických koncepcí VF tranzistorových zesilovačů

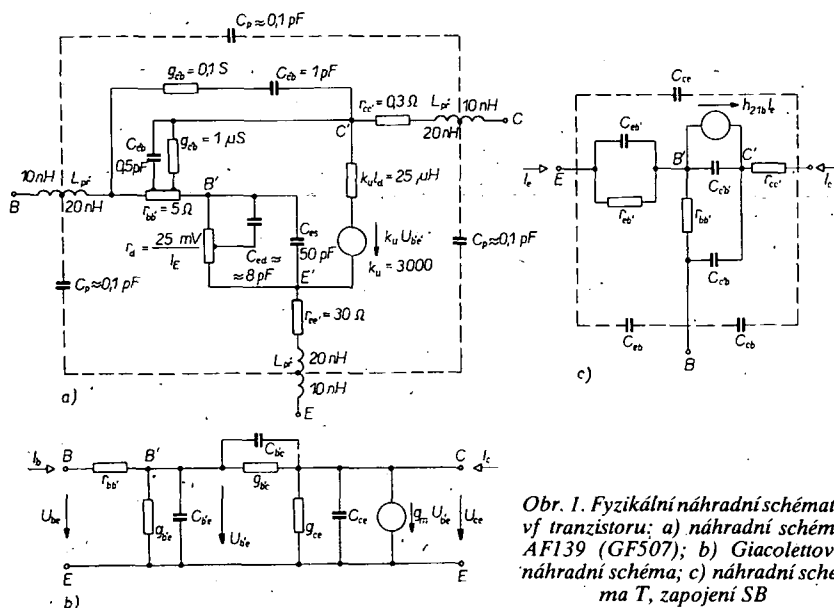
Od konce 60. let se objevují v naší časopisecké literatuře popisy tranzistorových zesilovačů signálů vysokých kmitočtů. Obvykle jde o dvě základní skupiny zapojení:

1. Úzkopásmové zesilovače s klasickými rezonančními obvody LC nebo rezonátory (vedení délky  $\lambda/4$ ). Jsou dobře rozebrány v [1], další ukázka je v [2].
2. Širokopásmové zesilovače s tranzistory s mnohem vyšším mezním kmitočtem (dán Masonovým vztahem – viz např. [6]), než je pracovní kmitočtový rozsah zesilovače. Na vstupu a výstupu zesilovače je širokopásmové impedanční přizpůsobení. První skupina našla uplatnění zejména v televizních kabelových rozvodech, viz [5]. Druhá skupina má všestranné použití; je příbuzná naší problematice.

## Úvod do teorie návrhu širokopásmových tranzistorových zesilovačů

V současné době se setkáváme se dvěma hlavními metodami návrhu širokopásmových tranzistorových zesilovačů pro vysoké kmitočty. Liší se způsobem návrhu přizpůsobovacích obvodů tranzistoru.

1. Návrh přizpůsobovacích obvodů na základě znalosti fyzikálního náhradního schématu tranzistoru. Příklady fyzikálního náhradního schématu tranzistoru AF139 jsou na obr. 1 (viz [7]).



Obr. 1. Fyzikální náhradní schémata VF tranzistoru: a) náhradní schéma AF139 (GF507); b) Giacolettovo náhradní schéma; c) náhradní schéma T, zapojení SB

Tato schémata definují vlastnosti tranzistoru pro široký obor kmitočtů a tedy s menší přesností. Návrh je složitý, využívá se při něm samočinných počítačů. Pro obtížnost a nepřesnost se tento postup návrhu používá v současné době již jen zřídka.

2. Návrh přizpůsobovacích obvodů za pomoci rozptylových parametrů (parametry  $\bar{s}$ ) je přístupnější. Vycházíme z komplexního pohledu na tranzistor jako na čtyřpól, u kterého nás zajímají jen velikosti rozptylových parametrů, vztahených k vstupu a výstupu tranzistoru.

Nebudeme rozebírat historii (viz [10]) a otázky syntézy rozptylových parametrů. Uvedme si však výhody jejich použití:

- a) Dají se měřit dostatečně přesně a jednoduše.
- b) Jsou použitelné pro kmitočty přibližně od 0,1 do 12 GHz.
- c) Popisují vlastnosti tranzistoru pro současné přizpůsobení nebo určité nepřizpůsobení jeho vstupu nebo výstupu.
- d) Není třeba znát fyzikální náhradní schéma tranzistoru, čímž se zjednodušuje návrh zesilovače a zlepšuje jeho přesnost. Při použití této metody lze splnit téměř všechny požadavky kladené na návrh zesilovače. Měl by obsahovat:
  - a) Návrh širokopásmového přizpůsobení požadované vstupní a výstupní zatěžovací impedance, parametry přizpůsobovacích obvodů.
  - b) Kontrolu a zajištění stability zesilovače.
  - c) Zajištění rovnoměrnosti kmitočtové amplitudové charakteristiky.

- d) Určení šumového čísla zesilovače v daném kmitočtovém pásmu.

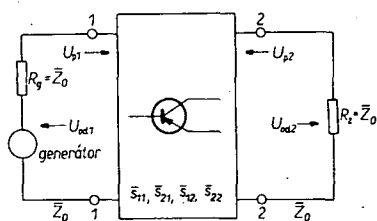
e) Údaje prvků pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru s ohledem na daný rozsah provozních teplot. Řeší se buď ve Smithově diagramu, nebo pomocí výpočetních vztahů, popř. pomocí samočinného počítače (kalkulátoru).

Výjimečně obsahuje návrh i tyto parametry zesilovače:

- a) Linearitu kmitočtové fáze charakteristiky.
- b) Dynamický rozsah.
- c) Citlivost na změnu napájecího napětí.
- d) Citlivost na změnu impedance zdroje signálu a zátěže.
- e) Přípustný maximální výstupní VF výkon.
- f) Intermodulační zkreslení a křížovou modulaci.
- g) Spolehlivost zapojení apod.

V návrhu chceme buď dosáhnout minimálního šumu zesilovače (volbou pracovního bodu tranzistoru a metodou výpočtu), nebo velikost šumu jen kontrolujeme a klademe důraz na dostatečný zisk zesilovače.

Čtyřpól s generátorem s impedancí  $\bar{Z}_0$  a zátěží s charakteristickou impedancí  $\bar{Z}_0$  je zobrazen na obr. 2.



Obr. 2. Čtyřpól s generátorem o impedanci  $\bar{Z}_0$  a se zatěžovacím odporem  $\bar{Z}_0$

Musíme si však uvědomit, že parametry  $\bar{s}$  mají charakter číselů odrazu; jsou to bezrozměrné komplexní veličiny. Podle obr. 2 platí [7, s. 117]:

$$\bar{U}_{od1} = \bar{s}_{11} \bar{U}_{p1} + \bar{s}_{12} \bar{U}_{p2}, \quad (1)$$

$$\bar{U}_{od2} = \bar{s}_{21} \bar{U}_{p1} + \bar{s}_{22} \bar{U}_{p2}, \quad (2)$$

kde  $\bar{U}_{p1}$  ( $\bar{U}_{p2}$ ) je vektor přímé vlny napětí v místě 1 (2),

$\bar{U}_{od1}$  ( $\bar{U}_{od2}$ ) je vektor odražené vlny napětí v místě 1 (2).

Ze vztahů (1) a (2) můžeme stanovit parametry  $\bar{s}$  takto:

$$\bar{s}_{11} = \left( \frac{\bar{U}_{od1}}{\bar{U}_{p1}} \right)_{\bar{U}_{p2} = 0} \quad \text{je vstupní čísel odrazu,}$$

$$\bar{s}_{21} = \left( \frac{\bar{U}_{od2}}{\bar{U}_{p1}} \right)_{\bar{U}_{p2} = 0} \quad \text{je čísel přenosu v propustném směru,}$$

$$\bar{s}_{22} = \left( \frac{\bar{U}_{od2}}{\bar{U}_{p2}} \right)_{\bar{U}_{p1} = 0} \quad \text{je výstupní čísel odrazu,}$$

$$\bar{s}_{12} = \left( \frac{\bar{U}_{od1}}{\bar{U}_{p2}} \right)_{\bar{U}_{p1} = 0} \quad \text{je čísel přenosu v závěrném směru.}$$

Podmínka  $\bar{U}_{p2} = 0$  ( $\bar{U}_{p1} = 0$ ) znamená, že na vstup (výstup) čtyřpólu bude zapojen generátor a na výstup (vstup) bude připojena zátěž o charakteristické impedanci  $\bar{Z}_0$ .

Upozorňujeme, že jako u všech čtyřpólových parametrů, i u parametrů  $\bar{s}$  je důležitý způsob zapojení tranzistoru (SB, SC, SE).

Pro úplnost si uvedeme základní vztahy mezi parametry  $\bar{y}$  a  $\bar{s}$ :

$$\bar{y}_{11} = \bar{Y}_0 \frac{1 - \bar{s}_{11} + \bar{s}_{22} - \bar{\Delta}}{M}, \quad (3)$$

$$\bar{y}_{12} = \bar{Y}_0 \frac{-2\bar{s}_{12}}{M}, \quad (4)$$

$$\bar{y}_{21} = \bar{Y}_0 \frac{-2\bar{s}_{21}}{M}, \quad (5)$$

$$\bar{y}_{22} = \bar{Y}_0 \frac{1 + \bar{s}_{11} - \bar{s}_{22} - \bar{\Delta}}{M}, \quad (6)$$

kde  $\bar{\Delta} = \bar{s}_{11}\bar{s}_{22} - \bar{s}_{12}\bar{s}_{21}$  je determinant parametrů  $\bar{s}$ ,  $\bar{Y}_0$  je admittance generátoru a zátěže, při které byly parametry  $\bar{s}$  měřeny,

$M = 1 + \bar{s}_{11} + \bar{s}_{22} + \bar{\Delta}$ ,  $(8)$

V zahraniční literatuře se vyskytují články pojednávající o návrhu vícestupňových širokopásmových tranzistorových zesilovačů. Pro jednoduchost si však dále rozebereme jen návrh jednostupňového zesilovače podle [8].

Kromě uvedených metod lze navrhovat širokopásmový tranzistorový zesilovač pomocí parametrů  $\bar{y}$ . Přizpůsobovací obvod je tak možné stanovit jen jako konfiguraci prvků se soustředěnými parametry, proto je tato metoda vhodná jen pro kmitočty nižší než 500 MHz.

#### Dosahované vlastnosti a parametry tranzistorů, určených pro velmi vysoké kmitočty

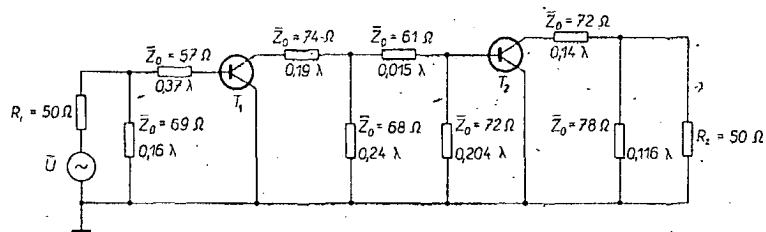
Tranzistory pro velmi vysoké kmitočty mají mít malé parazitní kapacity a indukčnosti přívodů i pouzdra. Proto se většinou konstruují s páskovými vývody a pouzdro tranzistoru je zpravidla mnohem menší než pouzdra běžných vf tranzistorů. Při jejich výrobě se používá epitaxně planární technologie [9].

U bipolárních tranzistorů jsou mezní kmitočty obvykle 6 až 8 GHz a tato hranice se stále zvyšuje (např. na kmitočtu 2 GHz je zisk 12 dB a šumové číslo  $F = 1,7$  dB, na kmitočtu 4 GHz je zisk 10 dB a  $F = 2,8$  dB). Vhodné jsou především křemíkové tranzistory. V porovnání s germaniovými mají menší šum, větší zisk, menší teplotní závislost parametrů  $\bar{s}$  i nastavení stejnosměrného pracovního bodu.

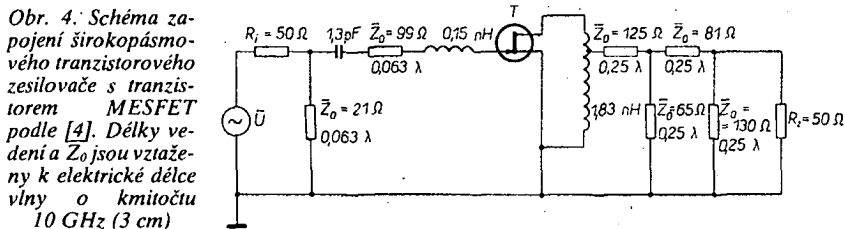
Mnohem vyšších mezních kmitočtů se dosahuje u tranzistorů řízených elektrickým polem, hlavně tranzistorů z galium-arsenidů s hradlem odděleným od kanálu Schottkyho přechodem, označovaných zkratkou MESFET. Tyto tranzistory umožňují získat asi o 1 dB menší šumové číslo než nejlepší bipolární tranzistory a při kmitočtech nad 5 GHz mají ztelně větší zisk. Nevýhodou tranzistorů MESFET je 1,5 až 12krát vyšší cena než je cena bipolárních tranzistorů (asi 150 až 300 dolarů za kus) a vysoká vstupní a výstupní impedance (značně větší než 50  $\Omega$ ), která ztěžuje návrh přizpůsobovacích obvodů.

Velký zisk a malé šumové číslo předurčují tranzistory MESFET pro zesilování kmitočtů nad 2 GHz. Pod touto hranicí jsou vhodnější bipolární tranzistory.

Vývoj v technologii výroby tranzistorů jde mílovými kroky vpřed. Není daleko doba, kdy i u výkonových bipolárních tranzistorů dosáhneme mezních kmitočtů 20 GHz. Neméně důležité je dosáhnout rovnoměrného průběhu závislosti modulu a fáze parametrů  $\bar{s}$  na kmitočtu.



Obr. 3. Schéma zapojení dvoustupňového tranzistorového širokopásmového zesilovače podle [8]



#### Příklady zapojení vf širokopásmových tranzistorových zesilovačů

Z dostupné literatury jsem vybral dvě zapojení. První zapojení (obr. 3) je uvedeno v [8]. Zesilovač má zisk  $11,5 \pm 0,5$  dB při středním kmitočtu 1,4 GHz a šířce pásma 0,8 GHz. Typ tranzistoru není uveden.

V praxi se často setkáváme se zesilovači s bipolárními tranzistory, u nichž horní kmitočet zesilovaného pásma je dvojnásobkem dolního kmitočtu. Typickým příkladem je zesilovač AM-4080N firmy Avanteck [3]. Má zisk  $32 \pm 1$  dB, šířku pásma 2 až 4 GHz, šumové číslo  $F \leq 4,5$  dB. Tato firma uvádí pro pásmo kmitočtů 0,1 až 6 GHz více než třicet modelů různých zesilovačů, které mají tři až pět stupňů.

Druhé zapojení, podle [4], je na obr. 4. Zesilovač má zisk  $7,4 \pm 0,2$  dB při středním kmitočtu 10 GHz a šířce pásma 4 GHz;  $F = 3,3$  až 4,4 dB (na horním okraji kmito-

čtového pásma). Typ tranzistoru opět není uveden, je to však GaAs MESFET se Schottkyho bariérou.

Tyto zesilovače se používají jako anténní předzesilovače, vf zesilovače v preselektorech přijímačů, měrné zesilovače, v radioreléových zesilovacích traktách apod.

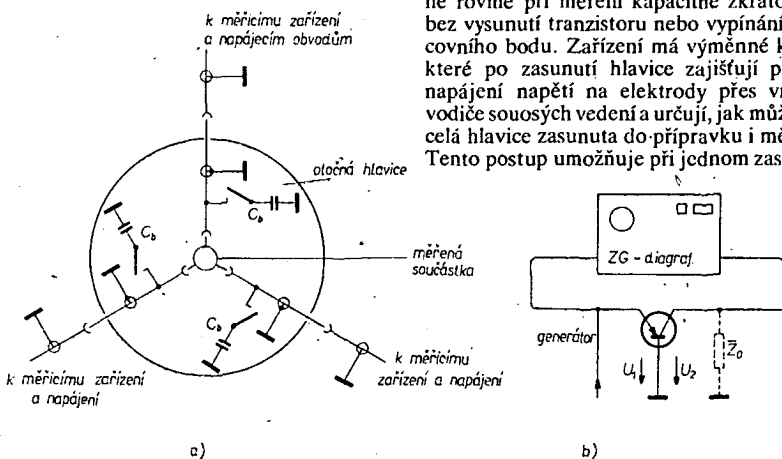
Další použití a vlastnosti uvádí [21].

#### Měření rozptylových parametrů

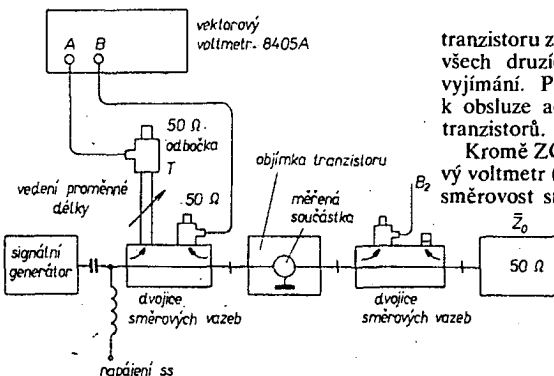
Rozptylové parametry můžeme získat dvojím způsobem.

1. Měření s použitím ZG – diagramu nebo vektorového voltmetru.

V případě ZG – diagramu TESLA BM 443 je vhodné používat zvláštní adaptor TESLA BP 4430 (viz obr. 5) – drátové vývody tranzistoru jsou zasunuty do vnitřních vodičů tří sousedních vedení, tvořících otočnou hlavici. Všechny tři elektrody mohou být v přípojně rovině při měření kapacitně zkratovány bez vysunutí tranzistoru nebo vypínání pracovního bodu. Zařízení má výměnné karty, které po zasunutí hlavičky zajišťují přívod napájení napětí na elektrody přes vnitřní vodiče sousedních vedení a určují, jak může být celá hlavička zasunuta do přípravku i měření. Tento postup umožňuje při jednom zasunutí



Obr. 5. a) Princip objímky adaptoru BP 4430; b) zapojení pro přímé měření  $y_{21}$  ( $s_{21}$ ) přístrojem ZG-diagraf



Obr. 6. Souprava firmy Hewlett Packard pro měření parametrů  $s$

40 dB, je chyba měření činitele odrazu menší než 1 %. Náhradní průchozí vedení i zkrat jsou souměrná pásková vedení s přechody na sousa vedení.

2. Nepřímý výpočet ze změřených parametrů  $\bar{y}$ .

Tento způsob bývá častější. Nesmí však dojít k tomu, že změřené parametry  $\bar{y}$  použijeme pro výpočet parametrů  $\bar{s}$  v jiném zapojení (SB, SC, SE), než potřebujeme.

Pro přepočet parametry  $\bar{y}$  a  $\bar{s}$  použijeme vztahy podle [10]:

$$\bar{s}_{11} = \frac{(1 - \bar{y}_{11})(1 + \bar{y}_{22}) - \bar{y}_{12}\bar{y}_{21}}{\bar{N}} \quad (9)$$

$$\bar{s}_{22} = \frac{(1 + \bar{y}_{11})(1 - \bar{y}_{22}) - \bar{y}_{12}\bar{y}_{21}}{\bar{N}} \quad (10)$$

$$\bar{s}_{12} = \frac{- (2\bar{y}_{12})}{\bar{N}}, \quad (11)$$

$$\bar{s}_{21} = \frac{- (2\bar{y}_{21})}{\bar{N}}, \quad (12)$$

$$\text{kde } \bar{N} = (1 + \bar{y}_{11})(1 + \bar{y}_{22}) - \bar{y}_{12}\bar{y}_{21} \quad (13)$$

Pro měření můžeme použít přístroje TESLA BM 431 + BM 447, BM 432, BM 433, popř. BM 443 + adaptor BP 4430. Podrobný popis měření je uveden v [7] a v návodech k použití uvedených přístrojů.

### Rozbor šumového přizpůsobení tranzistoru

Obvykle se šumové poměry teoreticky řeší na základě fyzikálního náhradního schématu tranzistoru pomocí čtyřpólových parametrů  $\bar{y}$ . Vodičkem je např. [11].

V oblasti výstřelového šumu je šumové číslo tranzistoru rovno

$$F_0 = 1 + \frac{r_{bb}}{R_g} + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{(R_g + r_{bb} + r_e)^2}{2\alpha r_e R_g} (1 - \alpha) \quad (14)$$

Minimum šumového čísla je

$$F_{0min} = \frac{1 + \frac{r_{bb}}{R_g}}{1 - m} \quad (15)$$

kde  $m = \sqrt{1 - \alpha}$  je pomocná veličina, která je funkcí proudového zesilovacího činitele  $\alpha$  pro zapojení se společnouází. Pro střední kmitočty ( $\omega r_{bb} C_K \ll 1$ ) je

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (16)$$

nebo obecně

$$\beta = \frac{j\omega r_{bb} C_K}{1 + j\omega r_{bb} \beta} \quad (17)$$

Ve vztazích (14) až (17) jsou uvedeny tyto veličiny:

$r_{bb}$  je objemový odpor materiálu báze,  
 $r_e$  odpor emitoru,  
 $R_g$  vnitřní odpor generátoru,  
 $C_K$  celková kapacita kolektoru,  
 $\beta$  proudový zesilovací činitel tranzistoru v zapojení se společným emitorem,  
 $\omega$  úhlový kmitočet.

Šumové číslo zesilovače je kmitočtově závislé (obráz. 7) a pro zapojení SE i SB je rovno

$$F = F_0 \left( 1 + \frac{f^2}{f_h^2} \right) \quad (18)$$

Uvedené vztahy nám nedovolují určit podmínky šumového přizpůsobení obecně. Proto si tranzistor nahradíme bezšumovým čtyřpólem, u kterého transformujeme na vstup všechny šumové zdroje ([11, s. 118]. Řešením tohoto obvodu můžeme stanovit podmínku šumového přizpůsobení

$$B_g + b + B_{KOR} = 0, \quad (19)$$

pak je šumové číslo rovno

$$F = 1 + \frac{1}{G_g} [G_s + G_N + R_E \cdot (G_s + G_s + G_{KOR})^2] \quad (20)$$

Optimální vodivost zdroje signálu je

$$G_{gopt} = \sqrt{\frac{G_s + G_N}{R_E} + (G_s + G_{KOR})^2} \quad (21)$$

při níž bude šumové číslo minimální:

$$F_{min} = 1 + 2R_E (G_{gopt} + G_s + G_{KOR}), \quad (22)$$

kde  $\bar{Y}_g = G_g + jB_g$  je vnitřní admitance generátoru,

$\bar{Y} = G_s + jB$  admitance vazebního obvodu zapojeného mezi generátorem a vstupem čtyřpólu,

$\bar{Y}_{KOR} = G_{KOR} + jB_{KOR}$  komplexní činitel s rozměrem vodivosti, který nepřímo vyjadřuje korelovanou složku proudu šumového proudového zdroje se šumovým napětovým zdrojem,

$R_E$  ekvivalentní šumový odpor čtyřpólu,  $G_N$  nekorelovaná šumová vodivost čtyřpólu (je to nepřímé vyjádření druhé složky proudu šumového proudového zdroje).

Při kaskádním spojení čtyřpólů platí pro celkové šumové číslo Friisův vztah:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{v1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{v1}A_{v2}} + \dots \quad (23)$$

kde  $F_i$  je šumové číslo  $i$ -tého stupně kaskády ( $i = 1, 2, 3, \dots$ ),

$A_{vi}$  výkonové zesílení  $i$ -tého stupně kaskády.

Je zřejmé, že pro  $A_{vi} \gg 1$  závisí celkové šumové číslo na velikosti šumového čísla prvního stupně kaskády.

Další rozbor šumových vlastností zesilovačů je uveden např. v [8], s. 277 až 281. Je známa i konstrukce kružnic konstantního šumu (i ve Smithově diagramu); pro její složitost ji uvádět nebudeme.

Zbývá nám uvést ještě několik poznámek:

- Jak i z dalšího vyplývá, šumové a výkonové přizpůsobení nejsou totéž.
- V praxi se často zabýváme jen určením vhodné velikosti vnitřní admitance zdroje signálu pro dosažení minimálního šumu.
- Prvním stupněm kaskády je v přijímacích traktách často vedení, které vnáší do soustavy šum (zde  $F_1$ ) úměrný svému útlumu (je dán délkou vedení). Proto předzesilovače umísťujeme co nejblíže k anténě.
- U tranzistorů výrobce obvykle udává závislost šumového čísla  $F = f(f_c)$  při  $U_{CE} = \text{konst.}$  Pak volíme stejnosměrný pracovní bod tranzistoru v minimu křivky šumového čísla pro zvolené napětí  $U_{CE}$ .

### Rozbor výkonového přizpůsobení tranzistoru

Při návrhu širokopásmových přizpůsobovacích obvodů volíme jednu z graficko-početních metod, založenou na použití impedančního Smithova diagramu. Předpokládáme, že modul činitele odrazu se podél vedení nemění.

Naším cílem je stanovit zisk zesilovače pro určité činitele odrazu od zátěže nebo od zdroje signálu. Máme dvě možnosti:

1. Využit kružnic konstantního zisku ve Smithově diagramu. Kružnice konstantního zisku definují velikosti zatěžovacích impedancí na vstupu a výstupu tranzistoru, při nichž dosáhneme jen určitý zisk. Sestrojují se zvlášť v rovině vstupních a zvlášť v rovině výstupních zatěžovacích impedancí.

Pro rovinu vstupních zatěžovacích impedancí platí vztahy:

$$\bar{S}_{01} = \bar{C}_1 \left( \frac{G}{1 + D_1 G} \right), \quad (24)$$

poloměr kružnic

$$r_{01} = \frac{[1 - 2K|\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}|G + |\bar{S}_{12}\bar{S}_{21}|^2 G^2]^{1/2}}{1 + D_1 G} \quad (25)$$

Pro rovinu výstupních zatěžovacích impedancí platí obdobné vztahy, jen u veličin  $\bar{S}_{01}$ ,  $\bar{C}_1$ ,  $D_1$ ,  $r_{01}$  použijeme index 2. Ve výrazech (24) a (25) jsou tyto veličiny:

$$\bar{C}_1 = \bar{s}_{11} - \Delta \bar{s}_{22}, \quad (26)$$

$$\bar{C}_2 = \bar{s}_{22} - \Delta \bar{s}_{11}, \quad (27)$$

$$\bar{D}_1 = |\bar{s}_{11}|^2 - |\bar{\Delta}|^2, \quad (28)$$

$$\bar{D}_2 = |\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{\Delta}|^2, \quad (29)$$

$$G = \frac{D_p}{G_0}, \quad (30)$$

$$\text{kde } G_0 = |\bar{s}_{21}|^2, \quad (31)$$

$G_p$  požadovaný zisk, pro který kružnice sestrojujeme,

$$\bar{\Delta} = \bar{s}_{11}\bar{s}_{22} - \bar{s}_{12}\bar{s}_{21}. \quad (32)$$

Na základě uvedených vztahů lze sestrojit ve Smithově diagramu soustavu kružnic konstantního zisku. Jejich extrémem bude bod se souřadnicemi  $\bar{s}_{11}$  ve vstupní a  $\bar{s}_{22}$  ve výstupní rovině, kde je zisk zesilovače maximální. Je to tedy při přizpůsobení vstupu i výstupu tranzistoru. Pro určení maximálního zisku platí vztah

$$G_{Tmax} = \left| \frac{\bar{s}_{21}}{\bar{s}_{12}} \right| (K \pm \sqrt{K^2 - 1}), \quad (33)$$

$$\text{kde } K = \frac{1 + |\bar{\Delta}|^2 - |\bar{s}_{11}|^2 - |\bar{s}_{22}|^2}{2|\bar{s}_{12}||\bar{s}_{21}|} > 1 \quad (34)$$

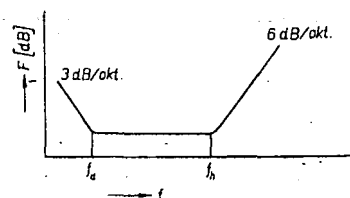
je činitel stability.

Ze vztahu (33) a (34) vyplývá, že oboustranné přizpůsobení tranzistoru je možné pouze u absolutně stabilního zesilovače, tj. při  $K > 1$ .

Znaménko před odmocninou ve vztahu (33) je kladné pro  $B_1 < 0$  a naopak, přičemž

$$B = 1 + |\bar{s}_{11}|^2 - |\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{\Delta}|^2. \quad (35)$$

Zůstává nám pouze určit činitele odrazu od zdroje signálu a zátěže, při nichž dosáhneme maximálního zisku zesilovače.



Obr. 7. Kmitočtová závislost šumového čísla tranzistoru ( $f_0$  je přibližně 1 kHz,  $f_h$  jsou stovky až tisíce MHz – dano typem tranzistoru). Stupnice pro kmitočet má logaritmický průběh

Vstup tranzistoru bude přizpůsoben ke zdroji signálu, jestliže činitel odrazu od něho bude

$$\bar{\Gamma}_s = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|\bar{C}_1|^2}}{2\bar{C}_1} \quad (36)$$

Znaménko určíme obdobně jako u vztahu (33).

Pro činitele odrazu od zátěže zase platí vztah

$$\bar{\Gamma}_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|\bar{C}_2|^2}}{2\bar{C}_2} \quad (37)$$

kde  $B_2 = 1 + |\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{s}_{11}|^2 = |\bar{\Delta}|^2$  a znaménko před odmocninou ve vztahu je kladné pro  $B_2 < 0$  a naopak. (37)

Zdůrazňujeme, že velikosti  $\bar{\Gamma}_s$  a  $\bar{\Gamma}_L$  není možné volit na kružnicích konstantního zisku libovolně. Jsou vázány vztahem

$$\bar{\Gamma}_s = \left[ \frac{\bar{s}_{11} - \bar{\Gamma}_L \bar{\Delta}}{1 - \bar{\Gamma}_L \bar{s}_{22}} \right] \quad (39)$$

který můžeme použít i obráceně. Platí však jen při úplném přizpůsobení vstupu a výstupu tranzistoru! Nemůžeme ho tedy aplikovat obecně, neboť ve většině případů přizpůsobovací obvody na vstupu a výstupu představují kmitočtové neekvivalentní transformace.

2. Není nutno počítat soustavy kružnic konstantního zisku. Pro známé velikosti parametrů  $\bar{s}$  a veličin  $\bar{\Gamma}_s$ ,  $\bar{\Gamma}_L$  je možné určit zisk pomocí vztahu (8):

$$G = \frac{|\bar{s}_{21}|^2 (1 - |\bar{\Gamma}_s|^2) (1 - |\bar{\Gamma}_L|^2)}{|1 - \bar{\Gamma}_s \bar{s}_{11} - \bar{\Gamma}_L \bar{s}_{22} + \bar{\Gamma}_L \bar{\Gamma}_s \bar{\Delta}|^2} \quad (40)$$

nebo (při přizpůsobení jen na vstupu tranzistoru):

$$G = \frac{|\bar{s}_{21}|^2 (1 - |\bar{\Gamma}_L|^2)}{(1 - |\bar{s}_{11}|^2 + |\bar{\Gamma}_L|^2 (|\bar{s}_{22}|^2 - |\bar{\Delta}|^2) - 2\text{Re}(\bar{\Gamma}_L \bar{C}_2))} \quad (41)$$

Šířku kmitočtového pásma zesilovače určíme buď ve Smithově diagramu v soustavě kružnic konstantního zisku, nebo výpočtem ze vztahů (40) a (41). Zvolené činitele odrazu  $\bar{\Gamma}_s$  a  $\bar{\Gamma}_L$  nesmí ležet v oblasti nestability (bude rozebráno dále).

Je možno navrhovat zesilovače za předpokladu, že parametr  $\bar{s}_{12}$  zanedbáme, tj. položíme  $\bar{s}_{12} = 0$ . Potom bude výkonové zesílení rovno [7, s. 117]

$$G_{\max} = \frac{|\bar{s}_{21}|^2}{(1 - |\bar{s}_{11}|^2)(1 - |\bar{s}_{22}|^2)} \quad (42)$$

přitom vstup i výstup tranzistoru jsou přizpůsobeny.

Hluběji se těmito otázkami zabývá [19] a [20].

### Rozbor stability zesilovačů

Stejně jako při výpočtu zisku, i při kontrole stability zesilovače dovolují parametry  $\bar{s}$  transformaci oblastí nestability do kružnic.

V rovině vstupních zatěžovacích impedancí můžeme stanovit střed kružnice nestability

$$\bar{S}_1 = \frac{\bar{C}_1}{D_1}$$

a její poloměr

$$r_1 = \frac{|\bar{s}_{12}| |\bar{s}_{21}|}{D_1} \quad (44)$$

Pro rovinu výstupních zatěžovacích impedancí platí stejné vztahy, jen u veličin  $\bar{S}_2$ ,  $\bar{C}_2$ ,  $D_2$  a  $r_2$  napíšeme index 2.

Oblasti nestability leží uvnitř uvedených kružnic. Pro  $K > 1$  je zesilovač absolutně stabilní, jsou-li mimo Smithův diagram, nebo jestliže ho celý obsahují. Potom žádná impedance, ležící ve Smithově diagramu, nepůsobuje nestabilitu zesilovače. V případě, že oblast nestability zasahuje jen okraj (malou část) Smithova diagramu, je zesilovač stabilní jen v té části diagramu, která leží mimo průnik oblastí nestability a diagramu.

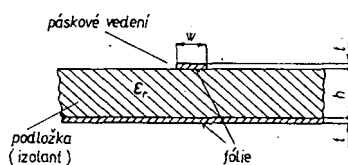
Upozorňujeme, že střed kružnic konstantního zisku i kružnic oblastí nestability je vztažen ke středu Smithova diagramu.

Samozřejmě je nutno ještě v úvodu návrhu uskutečnit pomocí vztahu (34) kontrolu, zda je tranzistor absolutně stabilní. Pro bližší určení nestability tranzistoru z hlediska vstupu nebo výstupu je možno dále použít vztahy uvedené v [10]. Jedině pro  $K > 1$  máme jistotu, že na vstupu i výstupu tranzistoru nevzniká záporná reálná složka impedance, která by způsobovala rozkmitání.

### Podložka, její vlastnosti a stanovení útlumu

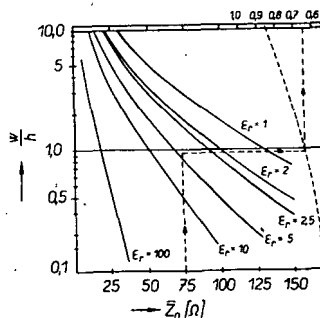
Pásková vedení jsou známa již delší dobu, mají stejný charakter jako jiné druhy vf vedení. Jejich použití se rozšířilo po aplikaci nových druhů izolantů.

Nejčastěji používáme nesymetrická pásková vedení, u nichž je spodní část izolantu celá pokryta vodičem, na horní části ponecháme jen úzký proužek vodiče (obr. 8). Čím je vodič širší, tím je menší charakteristická impedance  $Z_0$ .



Obr. 8. Příčný řez nesymetrickým páskovým vedením

Použitelné kmitočtové pásmo je u páskových vedení „zdola“ omezeno požadavkem hospodaření s materiálem (je neekonomické realizovat např. dvoumetrové páskové vedení), horní hranice je určena útlumem vedení, jenž se zvětšuje s kmitočtem a kritickým kmitočtem vidů povrchové vlny na páskovém vedení.



Obr. 9. Grafické závislosti pro určení poměru  $W/h$  a  $q$ , nutné pro výpočet  $\epsilon_d$

Odlišnost chování elektromagnetických vln v páskovém vedení při vyšších kmitočtech charakterizujeme zavedením pojmu efektivní permitivity (dielektrické konstanty)  $\epsilon_{ef}$ , dané vztahem

$$\epsilon_{ef} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad (45)$$

kde  $q$  je veličina, graficky zpracovaná v [12], viz obr. 9.

Pro známé parametry podložky a  $Z_0 = 75 \Omega$  můžeme pomocí obr. 9 stanovit šířku vodiče (čtením z grafu) a z  $\epsilon_{ef}$  určit činitele zkrácení vlny ve vedení

$$k = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (46)$$

Tímto číslem vynásobíme délku vlny (pracovní kmitočet) ve vzduchu a dostaneme skutečnou délku páskového vedení, kterou máme realizovat.

Celkový útlum páskového vedení  $\beta_z$  je dán součtem útlumu vlny ve vodiči  $\beta_v$  a útlumu vlivem ztrát v dielektriku  $\beta_d$

$$\beta_z = \beta_v + \beta_d, \quad (47)$$

ztráty ve vodiči jsou určeny vztahem podle [13]

$$\beta_v = \frac{R_p \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0 h} \cdot \frac{\ln(r_A/2)}{\ln r_B/r_A} \quad (48)$$

kde  $R_p = 8,25 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{f} [\Omega; \text{GHz}]$  je povrchový odpor (vztah platí pro měď),

$\epsilon_r$  relativní permitivita

$Z_0 = 120 \pi [\Omega]$  je charakteristický odpor vakua,

$h$  tloušťka podložky,

$r_A, r_B$  koeficienty transcendentní rovnice (tabulizována v [13], s. 277 až 282),

$a = 2\sqrt{2t/h} + 4t/h$  je pomocná veličina,

$t$  tloušťka vodiče.

Činitel útlumu, charakterizující ztráty v dielektriku, je

$$\beta_d = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} \text{tg} \delta, \quad (49)$$

kde  $\lambda$  je délka vlny ve vzduchu,  $\text{tg} \delta$  ztrátový činitel podložky.

### Výpočet stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru

Tato část návrhu je nejjednodušší. Podle toho, který literární pramen budeme používat, můžeme realizovat různé složité obvody stabilizace pracovního bodu tranzistoru. Uvedme si proto požadavky na celkovou koncepci obvodu a filtraci vyšších kmitočtů, příklad obvodu a jeho výpočet.

U zesilovačů vysokých kmitočtů nemůžeme používat pro stabilizaci pracovního bodu stejnosměrnou proudovou zápornou zpětnou vazbu pomocí odporu v obvodu emitoru.

Na vf je totiž obtížné správně navrhnout blokovací kapacitu, která většinou způsobuje náchylnost k rozkmitání vlivem napájecích obvodů. Zároveň jakákoli sériová impedance v obvodu emitoru zhoršuje šumové číslo; proto emitor zemníme co nejblíže k pouzdru.

Obvod stabilizace pracovního bodu udržuje v minimálním rozmezí tyto tři parametry, nejvíce citlivé na teplotu:

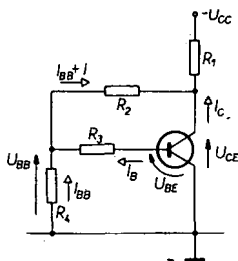
$U_{BE}$  je napětí mezi vnitřní bází a emitorem (teplotní součinitel je  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ),

$I_{CBO}$  zbytkový proud kolektoru a

$\beta_0$  statický proudový zesilovací činitel (teplotní součinitel je asi  $0,5 \text{ } \%/^\circ\text{C}$ ).

Pro každý z těchto parametrů můžeme stanovit stabilizační činitel. Celková odchylka kolektorového proudu však nesmí překročit  $\pm 20 \%$ , jinak se budou značně měnit parametry  $\bar{s}$  i šumové číslo.

Celková odchylka kolektorového proudu je dána vztahem



Obr. 10. Zapojení obvodu pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu tranzistoru

$$\Delta I_C = S_1 \Delta I_{CB0} + S_2 \Delta U_{BE} + S_3 \Delta \beta; \quad (50)$$

$$\text{Tak např. } S_1 = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}}; \quad (51)$$

a pro obvod na obr. 10 je podle [14], str. 69

$$S_1 = \frac{R_1 + R_2}{(1 - \alpha) R_2 + R_1} \quad (52)$$

Pro názornost si uveďme postup návrhu napájecího obvodu (platí pro obr. 10):

a) Zvolí se napájecí napětí  $U_{CC}$  (6; 12 nebo 24 V),  $U_{CE}$  a  $I_C$ , při nichž má tranzistor nejmenší šum.

b) Volbou napětí  $U_{BB}$  se zajistí konstantní proud báze (vhodné volit v rozmezí 1,5 až 2 V).

c) Vypočítá se proud báze pomocí změřené hodnoty  $\beta$  (nebo stanovíme  $\beta_0 = 50$ )

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (53)$$

d) Vypočítá se odpor  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{I_B} \quad (54)$$

e) Vypočítá se odpor  $R_4$ , proud  $I_{BB}$  volí se

$$R_4 = \frac{U_{BB}}{I_{BB}} \quad (55)$$

f) Vypočítá se odpor  $R_2$

$$R_2 = \frac{U_{CE} - U_{BB}}{I_{BB} + I_B} \quad (56)$$

g) Stanoví se odpor  $R_1$

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C + I_{BB} + I_B} \quad (57)$$

h) Kolektorový proud  $I_C$  se přesně nastaví změnou odporu  $R_3$  při současném měření napětí  $U_{CE}$ .

Dále se navrhnou rozměry filtrační cívky a zkontroluje se odchylka kolektorového proudu od stanovené hodnoty pro daný rozsah pracovních teplot zesilovače.

Pro dobrou stabilitu pracovního bodu je vhodné používat křemíkové vf tranzistory s  $\beta_0 \approx 50$ .

### Obecná metodika návrhu širokopásmového tranzistorového zesilovače

V této části si uvedeme pouze návrh délek pásků a způsob kontroly amplitudové, kmitočtové charakteristiky zesilovače. Otázky návrhu stejnosměrného napájecího obvodu byly dostatečně probrány v předchozí stati.

1. Určení parametrů páskového vedení.

Z podložky známe  $\epsilon_r$ ,  $t$ ,  $h$ , a. Charakteristická impedace vedení bude totožná s impedancí, při níž jsme parametry šměřili (např. 75  $\Omega$ ).

Potom pomocí grafu na obr. 9 a vztahu (45) určíme velikost  $\epsilon_{ef}$  (a tím i veličiny  $k$ ) a šířku pásku  $w$  pro danou impedanci  $Z_0$ .

Dále můžeme podle vztahů (47) až (49) určit útlum  $\beta_z$ .

2. Určení délek pásků.

Při uvedeném postupu využijeme impedanční Smithův diagram. Některé kroky lze však obejít a nahradit grafické zpracování výpočtem, popř. si diagram alespoň přibližně nakreslit. Upozorňujeme však, že jen počtově provedený výpočet je zárukou dobrých výsledků. Jedním z uvedených způsobů musíme samozřejmě získat velikosti parametrů  $\bar{s}$  tranzistorů.

a) Výpočet veličin  $\Delta$ ,  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $D_1$  a  $D_2$  pomocí vztahů (32), (35), (38), (26), (27), (28), (29).

b) Kontrola stability výpočtem činitele  $K$  podle vztahu (34).

c) Výpočet maximálního zisku  $G_{Tmax}$  podle vztahu (33). Rozmezí zisku 0 až  $G_{Tmax}$  rozdělíme na tři až pět úseků a jejich horní hranice budeme dosazovat za  $G_p$ .

d) Stanovení parametrů kružnic konstantního zisku v rovině vstupních a výstupních zatěžovacích impedancí pomocí vztahů (24) a (25).

e) Stanovení parametrů kružnic oblasti nestability podle vztahů (43) a (44). Nyní vezmeme dva Smithovy diagramy. Jeden bude vyjadřovat rovinu vstupních a druhý rovinu výstupních zatěžovacích impedancí. Do každé roviny zakreslíme soustavy kružnic konstantního zisku a oblasti nestability. Kontrola dosavadního výpočtu je jednoduchá. Extrémem kružnic konstantního zisku v rovině vstupních (výstupních) zatěžovacích impedancí je  $\bar{s}_{11}$  ( $\bar{s}_{22}$ ).

f) Dále se může návrh lišit.

U úzkopásmového zesilovače volíme  $\bar{\Gamma}_s = \bar{s}_{11}$  a  $\bar{\Gamma}_L = \bar{s}_{22}$ . Admittance vazebního obvodu mezi generátorem a vstupem tranzistoru je  $\bar{Y}_s = G_s + jB_s$  admittance vazebního obvodu mezi výstupem tranzistoru a zátěží je  $\bar{Y}_z = G_z + jB_z$ . Přitom platí rovnost

$$G_s = G_z = \bar{Y}_0 = \frac{1}{75} \text{ S (v našem případě volíme } Z_0 = 75 \Omega \text{). Číselné označení pásků je patrné z obr. 11.}$$

Pásek č. 4 zapojíme na konci nakrátko, pásek č. 1 bude zapojen na konci naprázdno (tím se odlišuje i výpočet vstupního a výstupního přizpůsobovacího obvodu).

f) 1. Výstupní přizpůsobovací obvod.

$$\text{Susceptance } jB = \pm \left[ \frac{|\bar{\Gamma}_L|^2 (\bar{Y}_0 + G_z)^2}{1 - |\bar{\Gamma}_L|^2} \right]^{1/2} \quad (58)$$

znaménko volíme tak, aby délka pásku č. 4 nepřesáhla velikost  $\lambda/4$ .

$$\text{Vlnočet } (\beta l) = \arctg \frac{-\bar{Y}_0}{jB}, \quad (59)$$

potom délka pásku č. 4 je

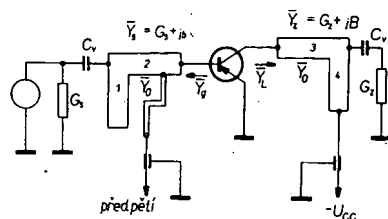
$$l_4 = \frac{\beta l}{360} \lambda k. \quad (60)$$

Ze zadaného  $\bar{Y}_z$  (zpočátku jsme znali jen  $\text{Re } \{Y_z\}$ ) vypočítáme činitele odrazu

$$\bar{\Gamma} = \frac{\bar{Y}_0 - \bar{Y}_z}{\bar{Y}_0 + \bar{Y}_z}, \quad (61)$$

potom délka pásku č. 3 bude

$$l_3 = \frac{\varphi \bar{\Gamma}_z - \varphi \bar{\Gamma}_L}{720} \lambda k. \quad (62)$$



Obr. 11. Jednostupňový tranzistorový zesilovač s přizpůsobovacími obvody v podobě páskových vedení (čísla 1 až 4 označují pořadová čísla pásků)

Čitatele můžeme doplnit o hodnotu +360, je-li záporný. Přitom  $\varphi$ ,  $\varphi_L$  jsou fáze činitelů odrazu  $\bar{\Gamma}_z$  a  $\bar{\Gamma}_L$ .

f) 2. Vstupní přizpůsobovací obvod.

$$\text{Susceptance } jB = \pm \left[ \frac{|\bar{\Gamma}_s|^2 (\bar{Y}_0 + G_s)^2}{1 - |\bar{\Gamma}_s|^2} \right]^{1/2} \quad (63)$$

znaménko volíme tak, aby délka pásku č. 1 nepřesáhla velikost  $\lambda/4$ .

$$\text{Vlnočet } (\beta l) = \arctg \frac{\bar{Y}_0}{jB}, \quad (64)$$

potom délka pásku č. 1 je

$$l_1 = \frac{(\beta l)}{360} \lambda k. \quad (65)$$

Po doplnění  $\bar{Y}_s$  o imaginární složku vypočítáme činitele odrazu

$$\bar{\Gamma}_s = \frac{\bar{Y}_0 - \bar{Y}_s}{\bar{Y}_0 + \bar{Y}_s}, \quad (66)$$

potom délka pásku č. 2 bude

$$l_2 = \frac{\varphi \bar{\Gamma}_s - \varphi \bar{\Gamma}_L}{720} \lambda k. \quad (67)$$

Čitatele můžeme doplnit o +360; bude-li záporný. Vypočtené délky pásků  $l_1$  až  $l_4$  můžeme přímo realizovat.

U širokopásmového zesilovače je třeba počítat s tím, že když navrhne délky pásků při přizpůsobení tranzistoru na horním okraji přenášeného pásma, na dolním okraji kmitočtového pásma nemusí útlum přizpůsobením vyvážit ani extrémní vzrůst  $\bar{s}_{21}$  (obvykle pracujeme v oblasti poklesu)  $\bar{s}_{21}$  o 6 dB/okt.) a amplitudová kmitočtová charakteristika nebude rovnoměrná. Tomuto riziku se však málo zkušených radioamatérů těžko vyhnou.

3. Zpětná kontrola zisku na jiném kmitočtu. Tato stať se týká jen návrhu širokopásmových zesilovačů. Máme tři možnosti kontroly zisku v celém předpokládaném kmitočtovém pásmu zesilovače:

a) Výpočtem v opačném pořadí, než jsme si uváděli, tj. pro nové  $\lambda$  zpětně určíme velikosti činitelů odrazu  $\bar{\Gamma}_s$  a  $\bar{\Gamma}_L$ , které se budou lišit od optimálních hodnot pro daný kmitočet. Z kružnic konstantního zisku tak čteme jen informativní hodnotu poklesu, neboť přizpůsobovací obvody na vstupu a výstupu tranzistoru nejsou ekvivalentní a přitom se ještě vzájemně ovlivňují.

b) Grafickou výpočetní metodou (uvedeme si pro stručnost jen v rovině vstupních zatěžovacích impedancí). Pro dané  $\lambda$  určíme zpětně  $jB$  a z  $\bar{Y}_s$  určíme normovanou



impedanci  $\bar{Z}$  ( $\bar{Z} = \frac{Z}{Z_0}$ ). Tato impedan-

ce vždy leží na kružnici, která se ve Smithově diagramu dotýká nuly a středu (paralelní připojení reaktance k jednotkové normované vodivosti). Potom stačí posunout tento bod o nový poměr  $l/\lambda$  směrem k zátěži a dostaneme požadovanou hodnotu činitele odrazu  $\bar{\Gamma}_g$ . Z kružnic konstantního zisku přečteme zisk pro dané  $\lambda$ . Tato metoda je vzhledem k předešlé mnohem názornější a rychlejší.

c) Použitím vztahů (40) a (41).

### Praktický návrh funkčního vzorku zesilovače, dosažené parametry

Uvedenou teorii ověříme na dvoustupňovém zesilovači s germaniovými tranzistory TESLA GF507. Obvody mezi stupni nahradíme jen vazební kapacitou. Požadujeme šířku kmitočtového pásma alespoň 100 MHz, vstupní a výstupní impedance je 50  $\Omega$ .

#### 1. Určení parametrů páskového vedení.

Pro daný materiál podložky ( $\epsilon_r = 4,55$ ;  $h = 2,13$  mm;  $t = 0,035$  mm) a zvolenou charakteristickou impedancí vedení  $Z_0 = 75 \Omega$  je (podle obr. 9) poměr  $w/h = 0,94$ , tj. šířka páska  $w = 2$  mm. Podle vztahu (45) pro  $q = 0,64$  (současně určeno z grafu na obr. 9) je  $\epsilon_{ef} = 3,27$  a po dosazení do vztahu (46) je čísel zkrácení vlny ve vedení  $k = 0,553$ . Útlum podélné-

Tab. 1. Naměřené rozptylové parametry tranzistorů GF507 při  $U_{CE} = -12$  V;  $I_C = -1,5$  mA;  $Z_0 = 75 \Omega$

	$f$ [MHz]	$T_1$	$T_2$
$S_{11}$	650	$0,16 \exp(-j119^\circ)$	$0,15 \exp(-j125^\circ)$
	750	$0,03 \exp(-j104^\circ)$	$0,03 \exp(-j136^\circ)$
$S_{22}$	650	$0,92 \exp(-j46^\circ)$	$0,93 \exp(-j42^\circ)$
	750	$0,91 \exp(-j39^\circ)$	$0,92 \exp(-j34^\circ)$
$S_{21}$	650	$1,10 \exp(j51^\circ)$	$1,00 \exp(j51^\circ)$
	750	$0,95 \exp(j44^\circ 30')$	$0,87 \exp(j46^\circ)$
$S_{12}$	650	$0,027 \exp(j101^\circ)$	$0,037 \exp(j94^\circ)$
	750	$0,03 \exp(j117^\circ)$	$0,046 \exp(j107^\circ)$

ho páskového vedení délky asi 30 cm je pro  $tg\delta = 2 \cdot 10^{-2}$  podle vztahů (47), (48) a (49) roven 0,28 dB, celkový útlum vedení včetně vlivu nepřizpůsobení je asi 1 dB.

#### 2. Změření parametrů $\bar{S}$ , určení koncepce zapojení zesilovače.

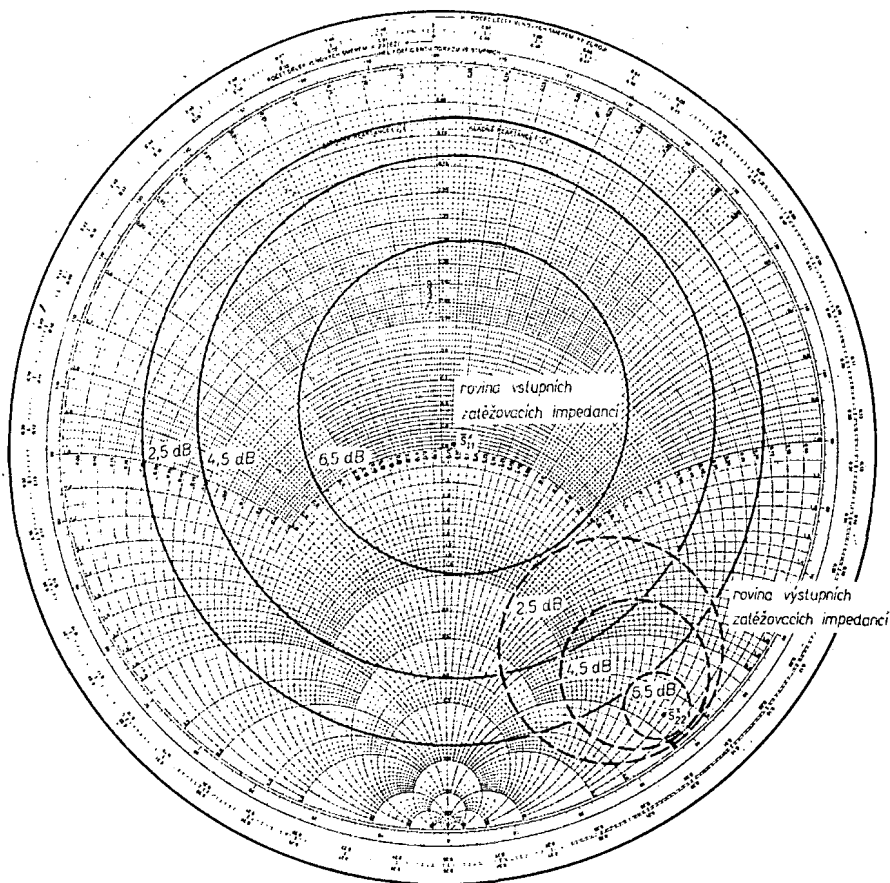
Rozptylové parametry jsme změřili ZG-diagrafem TESLA BM 443 a adaptérem TESLA BP 4430. Mají nerovnoměrný průběh v závislosti na kmitočtu; nejnntnější jsou uvedeny v tab. 1.

Porovnání katalogizovaných parametrů  $\bar{Y}$  (viz [15]) s hodnotami vypočítanými pomocí vztahů (3) až (6) a dalším přepoč-

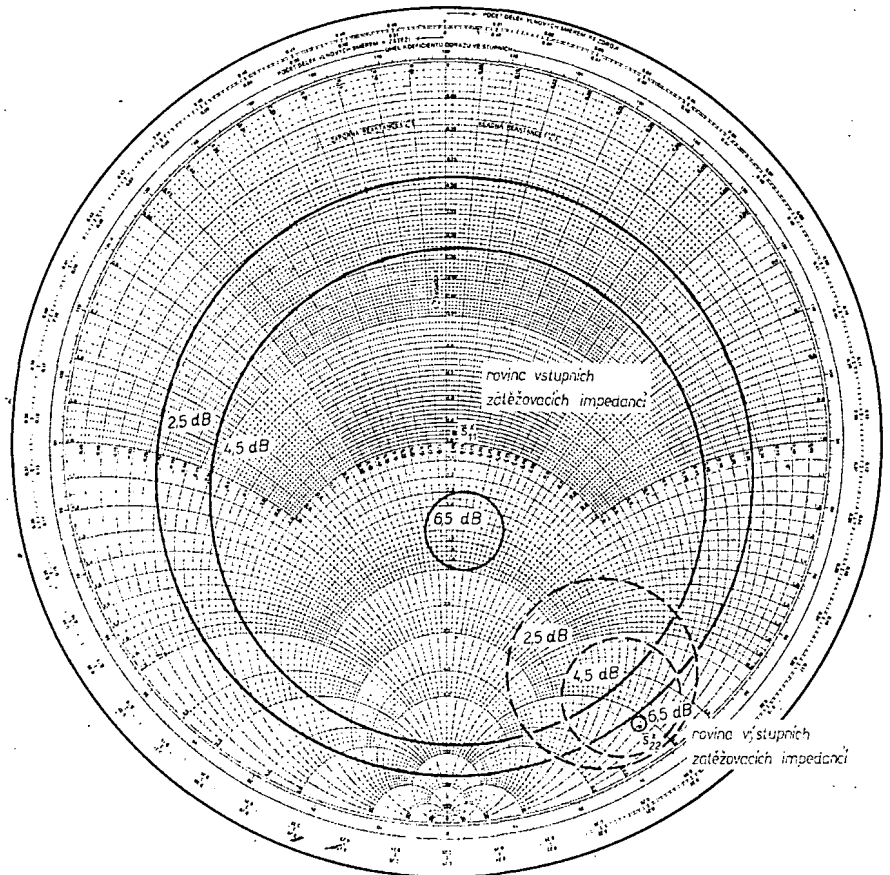
Tab. 2. Parametry kružnic oblastí nestability (platí pro kmitočet 750 MHz)

	$\bar{S}_1$	$r_1$	$\bar{S}_2$	$r_2$
$T_1$	$13,25 \exp(j151^\circ 13')$	12,97	$1,097 \exp(j39^\circ)$	0,0343
$T_2$	$12,6 \exp(j11^\circ 16')$	12,5	$1,085 \exp(j34^\circ)$	0,047

Poznámka: Poloměry jsou vztaženy vůči středu diagramu, poloměr diagramu je jednotkový



Obr. 12. Kružnice konstantního zisku ve Smithově diagramu pro  $f = 750$  MHz u tranzistoru  $T_1$ . Parametry kružnic oblastí nestability jsou uvedeny v tab. 2



Obr. 13. Kružnice konstantního zisku ve Smithově diagramu pro  $f = 750$  MHz u tranzistoru  $T_2$ . Parametry kružnic oblastí nestability jsou uvedeny v tab. 2

tem pro zapojení SB, udávané katalogem, jsme došli k závěru, že změření parametrů  $\bar{y}$  ( $\bar{s}$ ) je pro úspěšnost návrhu nevyhnutelné. Např. na  $f = 800$  MHz je  $\bar{y}_{22b}$  (katalog)  $= 0,2 + j7,5$ , zatímco přepočtem z parametrů jsme dostali  $\bar{y}_{22b} = 5,124 - j2,81$ . Nejmenší odchylka byla jen v modulu veličiny  $\bar{y}_{21b}$ .

Podle průběhu rozptylových parametrů volíme u tranzistoru  $T_1$  obě susceptance  $jB$  a  $jB$  záporné, u tranzistoru  $T_2$  kladné. Vstupní příčná vedení každého stupně zapojíme na konci naprázdno, výstupní na konci nakrátko.

### 3. Návrh délek pásků.

Podle výše uvedeného postupu jsme nejprve vypočítali parametry kružnic konstantního zisku a oblastí nestability (tab. 2). Pro názornost uvádíme u obou tranzistorů na obr. 12 a 13 Smithovy diagramy již se zakreslenými kružnicemi pro  $f = 750$  MHz.

Pro  $\bar{\Gamma}_g = \bar{s}_{11}$  a  $\bar{\Gamma}_L = \bar{s}_{22}$  na  $f = 750$  MHz jsme vypočítali délky pásků takto:

Pro  $T_1$  je  $l_1 = 9,93$  cm;  $l_2 = 9,8$  cm,  
 $l_3 = 3,675$  cm;  $l_4 = 0,713$  cm,  
 $T_2$  je  $l_1 = 1,89$  cm;  $l_2 = 7,5$  cm,  
 $l_3 = 5,115$  cm;  $l_4 = 10,12$  cm.

Obrazec na desce s plošnými spoji zesilovače je na obr. 14.

### 4. Kontrola zisku na jiném kmitočtu.

Pro zpětnou kontrolu jsme volili grafickou početní postup. Výsledky jsou shrnuty v tabulce 3.

### 5. Návrh obvodu pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu tranzistorů.

Použijeme výše uvedený postup. Pro výpočet jsou zadány tyto parametry:

$U_{CC} = -24$  V;  $U_{BB} = -1,5$  V;  
 $U_{BE} = -0,3$  V;  
 $I_{BB} = -1,5$  mA;

pracovní bod tranzistorů je  
 $U_{CE} = -12$  V;  $I_C = -1,5$  mA;

statický proudový zesilovací činitel  $\beta$  tranzistoru  $T_1$  je 22,5 a tranzistoru  $T_2$  47.

Po výpočtu jsme zvolili odpory pro oba tranzistory takto:  $R_1 = 3,9$  k $\Omega$ ;  
 $R_2 = 6,8$  k $\Omega$ ;  $R_4 = 1$  k $\Omega$ . Rozdílné jsou jen odpory  $R_3$ ; u  $T_1$  je  $R_3 = 18$  k $\Omega$ , u  $T_2$  je  $R_3 = 39$  k $\Omega$ .

Dále zbývá rozebrat návrh filtračního obvodu v obvodech tranzistorů. Pro střední průměr cívy  $D = 0,95$  cm, osový rozměr průřezu vinutí  $a = 1,3$  cm a počet závitů  $n = 6$  je vlastní indukčnost podle [16, s. 285, vztah 4-5] jednovrstvové cívy  $0,185$   $\mu$ H, tj. na  $f = 600$  MHz má reaktanci  $697$   $\Omega$ , což je podstatně více než  $Z_0$  vedení. Rezonanční kmitočty sériového obvodu navrhované cívy a zvoleného blokovacího kondenzátoru  $3000$  pF je  $675$  kHz. Obvod má indukční charakter – nezátěžuje a podstatně neovlivní rozložení elektromagnetického pole na páskovém vedení.

### 6. Výsledky měření průběhu amplitudové kmitočtové charakteristiky zesilovače pro různé délky příčných pásků.

Jak je patrné z obr. 14, obrazec plošného spoje umožňuje při konečném nastavení měnit délku příčných pásků. Průběh

Tab. 3. Zisk jednotlivých stupňů na jiných kmitočtech, určený zpětnou kontrolou pro zvolené délky pásků.

		$f$ [MHz]	600	650	700	750	800
$T_1$	G [dB]	vstup	10	8,8	7,6	7,3	6,4
		výstup	1	4,5	4,5	7,3	2
$T_2$	G [dB]	vstup	9,8	7	6	7	3,8
		výstup	1,9	1,7	1,8	6,95	0,3

Poznámka: Označení vstup (výstup) znamená řešení v rovině vstupních (výstupních) zatěžovacích impedancí.

Tab. 4. Průběh amplitudové kmitočtové charakteristiky dvoustupňového zesilovače s tranzistory GF507. Referenční hodnota výstupního napětí je 1 mV.

$f$ [MHz]	510	520	530	540	555	560	570	580	590	600	610	620	630
$G_1$ [dB]	–	–	–	–3,86	–0,9	3,06	14,3	10,4	5,1	2,4	1,2	0,26	–1,4
$G_2$ [dB]	–4,88	–0,44	4,2	5,2	8,14	11,38	18,7	15,28	9,26	5,1	3,34	1,06	–2,5

Poznámka:  $G_1$  je zisk zesilovače s navrženými délkami pásků;

$G_2$  zisk zesilovače s úpravou délek pásků u 1. stupně na  $l_1 = 12,2$  cm,  $l_4 = 1,45$  cm

amplitudové kmitočtové charakteristiky před a po tomto nastavování je vyjádřen v tab. 4 a na obr. 15.

Při měření jsme jako zdroj signálu použili signální generátor UHF 250 až 1000 MHz, typ TR-0602, ORION EMG-1175/2 ( $Z_{vst} = 50$   $\Omega$ ). K výstupu zesilovače byl připojen selektivní milivoltmetr 300 až 900 MHz, RFT, typ SMV 1-2 ( $Z_{vst} = 60$   $\Omega$ ). Při nastavování referenční hodnoty výstupního napětí je třeba respektovat útlum souosých přechodů. Schéma zapojení vzorku zesilovače je na obr. 16.

Na závěr si uvedme několik poznámek:

a) Podle velikosti zisku můžeme na určitém kmitočtu předpokládat polohu činitelů odrazu  $\bar{\Gamma}_g$  a  $\bar{\Gamma}_L$ . I z výpočtu vyplývá (a to je třeba si uvědomit při konečném nastavování délek pásků), že délka příčného pásku (č. 1 a 4) určuje modul (částečně i fázi) a délka podélného pásku (č. 2 a 3) fázi činitelů odrazu.

b) Původně jsme u vzorku zesilovače použili souosé konektory 50  $\Omega$ , jež byly rozměrné a manipulace se zesilovačem tedy byla obtížná. Proto jsme je nahradili menšími souosými konektory TESLA 75  $\Omega$  s prodlužovacími úseky souosého vedení. Tím se však posunula amplitudová kmitočtová charakteristika zesilovače ze 660 až 760 MHz, což odpovídá výpočtu, na 555 až 620 MHz při navržených délkách pásků. V důsledku kapacity prodlužovacích vedení (asi 15 pF) nebo výměnou tranzistoru se výrazně ovlivní poloha absolutního pásma propustnosti zesilovače.

c) Při návrhu se předpokládá, že na vstupu i výstupu zesilovače bude zapojena charakteristická impedance  $Z_0 = 75$   $\Omega$ . Proto při měření i používání vzorku zesilovače musíme co nejpřísněji dbát na splnění tohoto požadavku, jinak výsledek práce neodpovídá vynaložené námaze. V našem případě jiné přístroje k dispozici nebyly.

d) Vzorek zesilovače nebylo nutné opatřovat krytem. Ze zkušenosti však víme, že při malých délkách vedení (velké  $\epsilon_r$  podložky a krátké vlnové délky  $\lambda$ ) je kryt potřebný.

e) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

f) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

g) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

h) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

i) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

j) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

k) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

l) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

m) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

n) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

o) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

p) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

q) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

r) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

s) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

t) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

u) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

v) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

w) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

x) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

y) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

z) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

aa) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ab) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ac) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ad) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ae) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

af) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ag) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ah) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ai) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

aj) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ak) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

al) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

am) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

an) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ao) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ap) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

aq) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ar) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

as) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

at) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

au) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

av) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

aw) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ax) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ay) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

az) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ba) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bb) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bc) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bd) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

be) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bf) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bg) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bh) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bi) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bj) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bk) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bl) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bm) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bn) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bo) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bp) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bq) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

br) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bs) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bt) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bu) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bv) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bw) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bx) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

by) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

bz) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ca) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

cb) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

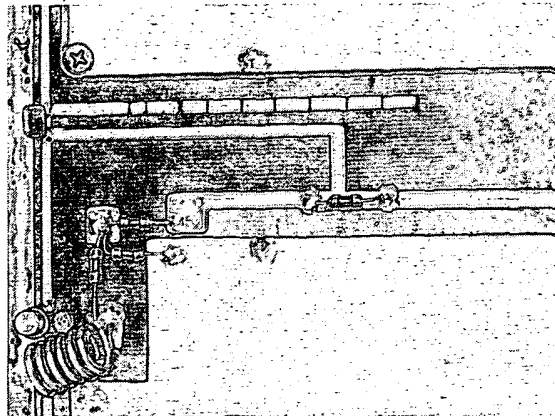
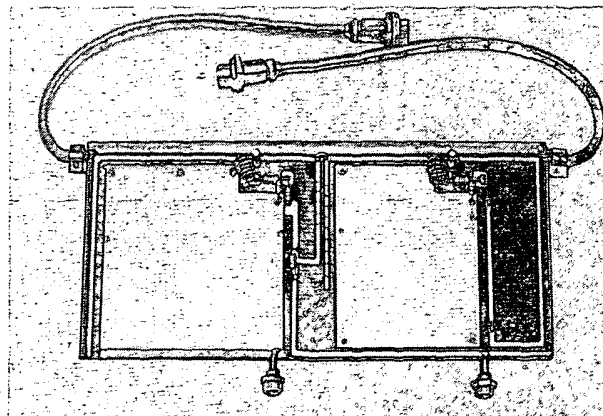
cc) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

cd) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

ce) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

cf) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.

cg) Při páskových vedeních na běžných druzích podložek (CUPREXIT AV nebo UMATEX-GE) nelze dosáhnout velké jakosti obvodů (bývá 20 až 30). To brání jejich širšímu použití.



a)

Obr. 17. Celkový pohled na postavený vzorek zesilovače (a) a detail střední části desky (b)

b)

Návrh širokopásmového zesilovače je tím zřejmější.

Chceme-li dosáhnout dobrých výsledků (širokopásmovost, malé rozměry, velký rozsah pracovních teplot), máme dodržet tyto zásady:

- volíme křemíkové tranzistory s rovnoměrnou kmitočtovou závislostí parametrů  $\beta$ , co nejvyšším mezním kmitočtem, dostatečným poměrem  $\beta_1$  ku  $\beta_2$ ,  $\beta_1 < 50$  (po dvou hodinách provozu se zmenšilo napětí  $U_{CE}$  u tranzistoru GF507 z 12 V o 1,5 V),
- použijeme podložku s co největším  $\epsilon$  a nejmenším tg  $\delta$  (pozor, u velkých  $\epsilon$  rozměry zesilovače zmenšíme, ale útlum  $\beta$  se zvětší),
- výpočet můžeme po rozboru částečně zjednodušit, popř. použít kalkulátor. Pozor při počítání s komplexními čísly – každá chyba na začátku výpočtu se krutě vymstí.

Pro amatéry, kteří nemají Smithův diagram, je v [17] uveden postup konstrukce i číselné údaje pro zvolený průměr diagramu (diagram je v příloze uveden např. v [16]).

Vliv kapacity přívodních vedení na posuv amplitudové kmitočtové charakteristiky vede k myšlence realizovat s tranzistorem GF507 úzkopásmový vf zesilovač, když už je tranzistor nevhodný pro širokopásmové zesilovače. Takové zapojení uvádí [18], u něhož varikapem přeladujeme výstupní přizpůsobovací obvod od 470 do 700 MHz se šířkou pásma 24 až 33 MHz. Autoři však použili jakostní teflonovou podložku, proto je obtížné desku s plošnými spoji a tím i celé zapojení reprodukovat.

Nakonec si uvedeme několik poznámek:

- Komplexní veličina např.  $S_{12}$  je komplexně sdružená k velikosti  $S_{21}$ ; je to tedy číslo s opačným znaménkem u imaginární složky tohoto komplexního čísla.
- Výraz  $\text{Re } \bar{A}$  vyjadřuje reálnou část komplexního čísla  $A$ .
- Šumové číslo nebo zisk zesilovače v [dB] jsou dány desetinásobkem dekadického logaritmu prostého šumového čísla nebo zisku.
- Všechny vodivé plochy mimo pásků je nutné spojit ze zemnicí plochou (protější strana oboustranně plátované desky kuprexitu).

#### Seznam součástek, použitých u vzorku

Odpor (TR 112a, dovolené úchytky $\pm 5\%$ )	
$R_1, R_2$	3,9 k $\Omega$
$R_3, R_4$	6,8 k $\Omega$
$R_5$	39 k $\Omega$
$R_6$	18 k $\Omega$
$R_7, R_8$	1 k $\Omega$

Kondenzátory (TK 744)	
$C_{v1}$	1,5 nF
$C_{v2}$	1,5 nF
$C_{v3}$	1,5 nF

$C_{b1}$	1,5 nF, 2 kusy paralelně
$C_{b2}$ až $C_{b6}$	1,5 nF

Tranzistory	
$T_1, T_2$	GF507

Ostatní  
souosý konektor TESLA 75  $\Omega$ , 2 kusy  
souosý kabel 75  $\Omega$ , 0,6 m  
měděný posříbřený vodič o  $\varnothing$  1,5 mm, 0,25 m  
deska z oboustranně plátovaného kuprexitu

#### Literatura

- [1] Vančata, M.: Zesilovač pro IV. a V. TV pásmo. AR č. 10/72, s. 385 až 387.
- [2] Mráček, K.: Anténní zesilovač pro IV. pásmo. AR č. 1/71, s. 10.
- [3] Microwave Journal, May, 1973, s. 59
- [4] Tucker, R. S.: Low - Noise Design of Microwave Transistor Amplifiers. IEEE Trans., MTT, August 1975, s. 697 až 700.
- [5] Zesilovač pro společné antény TESLA 4925 A. Technický popis výrobce TESLA Strašnice.
- [6] Nikolajevskij, J. F.; Igumov, D. V.: Parametry a mezní stavy tranzistorů. SNTL: Praha 1975, s. 132.
- [7] Blaha, E.; Havlík, L.; Stach, J.: Měření polovodičových součástek. SNTL: Praha 1970.
- [8] Etkin, V. S.: Poluprovodnikovyje vchodnyje ustrojstva SVČ. Tom 1. Moskva: Sov. radio 1975.
- [9] Žalud, V.: Mikrovlnný FET stále šlágrem. ST č. 4/76, s. 153.
- [10] Sehnalík, V.: Rozptylové parametry tranzistorů. Slaboproudý obzor č. 7/69, s. 337 až 339.
- [11] Hošek, Z.; Pejskar, J.: Vysokofrekvenční tranzistorové zesilovače. SNTL: Praha 1967.
- [12] Know, A. H.: Design of Microstrip Transmission Line. Microwave Journal, 1976, January, s. 61 až 63.
- [13] Kovalev, I. S.: Konstruirovanije i rasčet poloskovykh ustrojstv. Moskva: Sov. radio 1974.
- [14] Čermák, J.; Jurkovič, K.: Návrh a konstrukce nízkofrekvenčních tranzistorových zesilovačů. SNTL: Praha 1972.
- [15] Konstrukční katalog polovodičových součástek. TESLA Rožnov, svazek B.
- [16] Stránský, J.: Základy radiotechniky II. Technickovědecké vydavatelství: Praha 1951.
- [17] Kolektiv: Radiotechnická příručka II. Překlad vydání publikace firmy TELEFUNKEN AG. Vydavatelstvo technickej a ekonomickej literatúry: Bratislava 1973, 2. vydání, s. 86 až 99.
- [18] Kolektiv: Radiotechnická příručka V. Překlad vydání publikace firmy TELEFUNKEN AG. Alfa: Bratislava 1972, s. 239 až 243.
- [19] Žalud, V.: Parametry  $\bar{S}$  a jejich použití. ST č. 11/77, s. 409 až 412.
- [20] Tallo, A.: Použití činitele normovaného výkonového zisku při řešení nízkofrekvenčních zesilovačů pro vvk. Slaboproudý obzor č. 6/78, s. 273 až 275.
- [21] Tallo, A.: Súčasný stav a perspektivy rozvoja tranzistorových nízkošumových zosilňovačov pre veľmi vysoké frekvencie. ST č. 2/77, s. 47 až 49.

#### OPRAVA

Prosíme čtenáře, aby si laskavě opravili a doplnili v AR řady B, č. 3/79: zapojení obvodů na deskách s plošnými spoji smyčkových antén lze vzájemně zaměňovat podle potřeby (desky na obr. 4, 6, 10); na obr. 21  $C_{11}, C_{12}$  je trimr 0,5 až 10 pF,  $C_1, C_4$  pro OIRT jsou 6,8 pF,  $C_5$  je 22 pF; na str. 98 v 16 řádce shora vlevo má být místo 68 pF správně 6,8 pF; na obr. 24 je tranzistor  $T_2$  správně GF506 (nikoli KF524); na obr. 27 je napájecí napětí +12 V (nikoli -12 V); na obr. 28 je tranzistor  $T_3$  typu n-p-n (nikoli p-n-p), tj. KF525; na str. 101 v levém sloupci v prvním řádku škrtnout odbočky (věta bude ... 47 pF z vinutí – plošné cívky); ve 12. řádce má být místo Vstupní obvod správně Výstupní obvod; na obr. 47 trimr  $R_A$  je 1,5 k $\Omega$ .